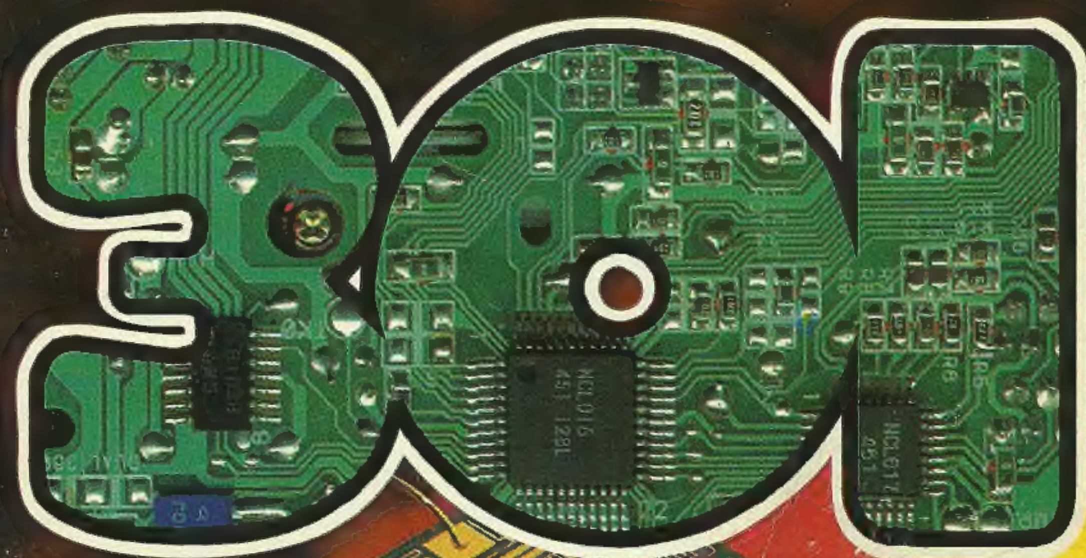
Electronică

21



CIRCUITE ELECTRONICE

Teora

Decodor Elektor

În această secțiune sunt explicate toate noțiunile, prescurtările și simbolizările, cât și alte notații, frecvent utilizate de Elektor.

Tipuri de semiconductoare

Prescurtările TUP – TUN, DUG – DUS se găsesc adeseori în montajele prezentate în Elektor. Ele se referă la tranzistoare și diode cu utilizare universală, care corespund din punct de vedere al datelor tehnice și se deosebesc doar prin forma carcasei și conexiunilor. Cerințele minime pentru TUP – TUN și DUG – DUS sunt sintetizate în tabelele I și II.

Exemple TUN:

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9)
BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9)
BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9)
BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3)
BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4)
BC 437 (-8, -9), BC 414

Exemple TUP:

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9)
BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9)
BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2)
BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3)
BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4)
BC 261 (-2, -3), BC 416

Exemple DUG:
OA 85, OA 91, OA95, AA 116

Exemple DUS:
BA 127, BA 217, BA 317,
BAY 61, 1 N 914, 1 N 4148

Tabelul I
Cerințe minime pentru TUP și TUN

$U_{CEO\,max}$	20 mV
$I_{C\,max}$	100 mA
$h_{FE\,min}$	100
$P_{tot\,max}$	100 mW
$f_{T\,min}$	100 MHz

Tabelul II
Cerințe minime pentru DUG și DUS

	DUG	DUS
$U_{R\,max}$	20 V	25 V
$I_{F\,max}$	35 mA	100 mA
$I_{R\,max}$	100 μA	1 μA
$P_{tot\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D\,max}$	10 pF	5 pF

Multe dispozitive semiconductoare echivalente au simboluri diferite. Pentru a evita dificultățile de procurare a unui tip special, s-a utilizat în Elektor, în măsura posibilităților, o simbolizare universală. Ca exemplu poate servi circuitul integrat IC 741: 741 înseamnă: μA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 etc.

Valorile rezistențelor și capacităților

Simbolizarea valorilor rezistențelor și capacităților se face fără virgulă, conform codului de notare internațională:

p (pico) $= 10^{-12}$	k (kilo) $= 10^{3}$
n (nano) $= 10^{-9}$	M (mega) $= 10^{6}$
µ (micro) $= 10^{-6}$	G (giga) $= 10^{9}$
m (mili) $= 10^{-3}$	

Câteva exemple de simbolizare a valorilor rezistențelor și capacităților:

3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω

0Ω33 = 0,33 Ω

PTC – termistor cu coeficient de temperatură pozitiv

NTC – termistor cu coeficient de temperatură negativ

LDR – fotorezistență

VDR – varistor

4p7 = 4,7 pF

5n6 = 5,6 nF

4µ7 = 4,7 µF

Puterea disipată a rezistențelor este de 1/4 watt (în cazul în care nu este specificată altă valoare).

Tensiunea de străpungere a condensatoarelor cu folie trebuie să fie cu circa 20% mai mare decât tensiunea de lucru a montajului.

Redarea tensiunilor continue

Tensiunile continue date într-un montaj trebuie considerate valori orientative, valorile măsurate putând diferi cu ±10%. (Aparatul de măsură trebuie să aibă o rezistență internă ≥20 kΩ/V.)

Indicații pentru cei ce-și construiesc singuri montajele:

1. La aparatele construite de dvs., utilizați numai carcase din material plastic. Prin aceasta, toate părțile constructive conducătoare de electricitate sunt protejate mai sigur contra atingerilor.

2. Când, în cazul unor situații speciale, este recomandată o carcasă metalică (de exemplu, carcasele ecran la montajele ÎF), atunci aceasta trebuie să fie totdeauna legată la masă.

3. Toate racordurile la 220 V, ca și toate celelalte puncte în care tensiunea alternativă depășește 42 V, iar cea continuă 60 V, trebuie să fie izolate sigur contra atingerii.

4. Cablul de rețea trebuie asigurat contra smulgerii, cu o brățară fixată în interiorul carcasei. Prin aceasta, el nu mai poate fi smuls accidental din conexiunile transformatorului. În nici un caz nu este permisă simpla introducere a cablului în carcasă printr-un orificiu. Pentru a se evita deteriorarea cablului, marginea orificiului trebuie prevăzută neapărat cu un manșon de cauciuc. Această măsură este obligatorie la toate carcasele metalice.

Cuprinsul pe scurt

001 *Generator etalon*

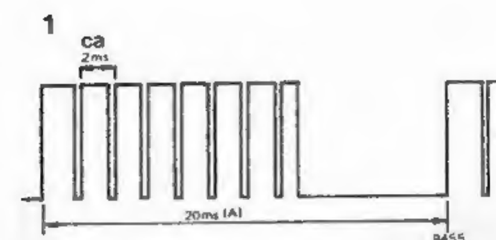
Orice posesor de osciloscop ar trebui să aibă, ca accesoriu esențial, un generator etalon. Cu acesta poate fi verificată corespondența dintre funcțiile reale și cele prescrise.

Montajul descris aici poate, datorită simplității concepției sale, să fie înglobat direct în carcasa osciloscopului.

Un osciloscop este un instrument de laborator foarte util cu atât mai mult cu cât etalonarea sa este mai bună și mai fiabilă. Aceasta poate fi verificată rapid cu un generator etalon.

Ceea ce trebuie controlat în special – sunt amplificarea pe verticală și baza de timp. Dacă apar abateri, și acest lucru afectează de cele mai multe ori toate domeniile de măsurare, mărimile respective sunt distorsionate sau modificate. O asemenea abatere se determină la verificarea unui singur domeniu, oricare ar fi el, deoarece raporturile între domenii sunt stabilite prin componente pasive, cum sunt rezistențele și condensatoarele, ale căror valori reale pot depăși uneori toleranța impusă de fabricant. Așadar, de cele mai multe ori, toate domeniile sunt afectate concomitent.

Fig. 1. Semnalul de ieșire al generatorului etalon. Cu acest semnal pot fi efectuate trei tipuri de verificări. Amplitudinea servește la reglarea sensibilității pe verticală; lungimea perioadei (A) servește la etalonarea bazei de timp; cu impulsurile scurte se poate corecta atenuarea folosind butoanele de reglaj corespunzătoare.



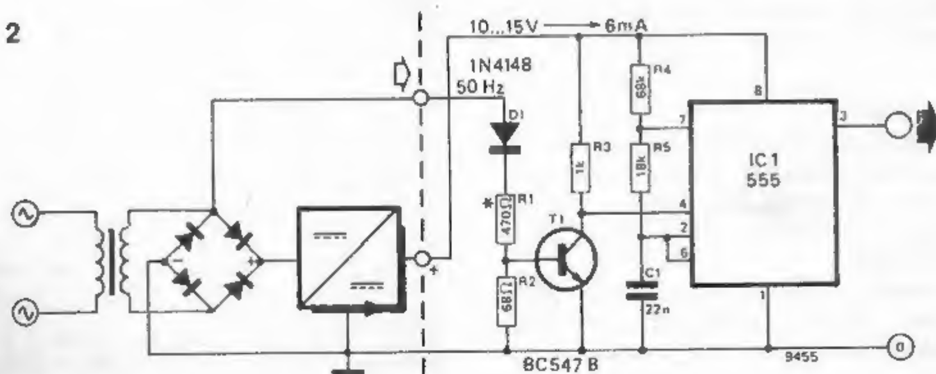
Mai rar, când un singur domeniu este afectat, acesta se poate remarca ușor printr-un raport fals la comutarea domeniilor, putând fi sesizat chiar și fără generator etalon.

Pentru verificarea normală, de rutină, este suficient să se verifice sensibilitatea pe verticală și abaterea de frecvență a bazei de timp în câte un domeniu de măsurare. Aceasta se poate face cu o sursă de tensiune etalon care realizează impulsuri de tensiune cu amplitudine și frecvență bine definite.

Fig. 1 și foto 1 prezintă semnalul de ieșire al generatorului. Amplitudinea este, în cadrul unor limite foarte strânse, egală tensiunii de alimentare (abatere de cel mult 100 mV), care poate fi măsurată cu un AVO-metru obișnuit.

Montajul generează trenuri de impulsuri a căror frecvență este de 50 Hz, aceasta fiind im-

Fig. 2. Schema montajului prezintă, în stânga liniei punctate, alimentarea cu energie a generatorului. Această alimentare este parte componentă a osciloscopului.



pusă de frecvența rețelei. Impulsurile fiecărui tren sunt realizate de generator. Ele au o perioadă de circa 2 ms și servesc la egalizarea atenuărilor preamplificatoarelor și a intrărilor.

În practică, generatorul este utilizat cel mai des tocmai în acest scop, la aceasta referindu-se și fotografiile 2 și 3.

În foto 2, echilibrul nu este corect, atenuarea nefiind liniară în frecvență. După efectuarea echilibrării (foto 3), toate frecvențele conținute în semnal sunt atenuate în aceeași măsură.

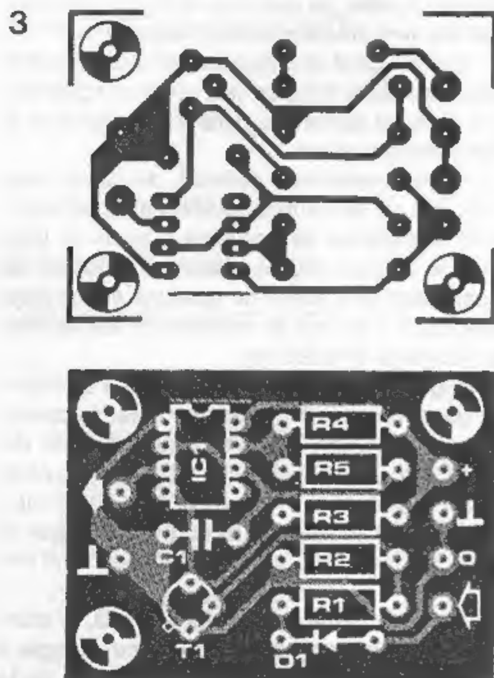


Fig. 3. Cablajul și modul de amplasare a pieselor. Datorită dimensiunilor reduse, placa poate fi montată în osciloscop.

Montajul

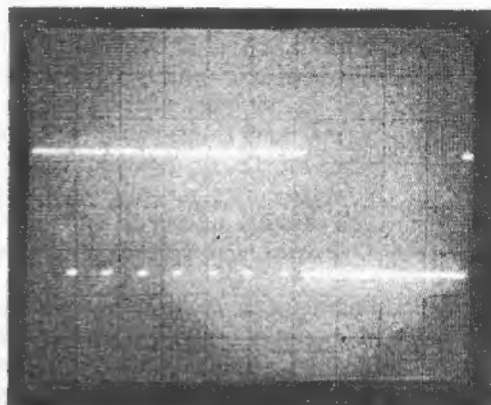
În fig. 2 este prezentat montajul complet al generatorului etalon. Alimentarea se realizează direct din osciloscop, blocul de alimentare al osciloscopului fiind redat simplificat în stânga liniei punctate.

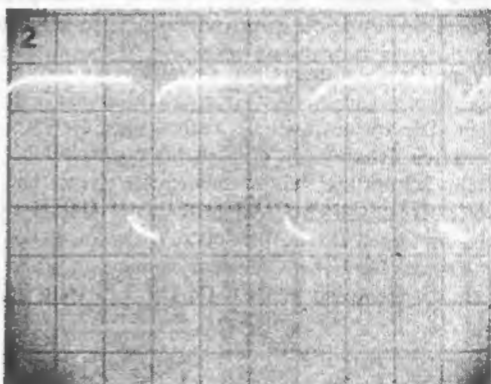
Semnalul de 50 Hz este preluat de pe partea de curent alternativ a punții redresoare, el comandând trecerea periodică în stare de con-

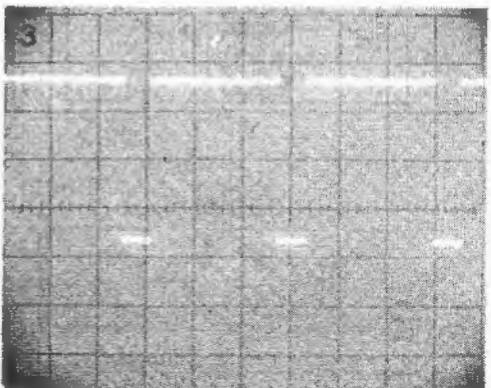
Foto 1. Semnalul de ieșire al generatorului etalon.

Foto 2. Forma semnalului în cazul atenuării neliniare cu frecvența.

Foto 3. Forma semnalului în cazul atenuării liniare în frecvență.







ducție a lui T1. În această perioadă, 555 este blocat prin intrarea sa de reset, iar la ieșirea circuitului integrat (pin 3) tensiunea este nulă. În restul timpului, intrarea reset se găsește la tensiunea de alimentare, circuitul lucrează ca multivibrator astabil și generează impulsuri scurte. Modul de lucru al circuitului integrat 555 a fost deja descris în Elektor de mai multe ori, astfel încât nu vom mai insista asupra acestuia.

Recomandări la montaj

Echiparea plăcii nu prezintă dificultăți, trebuind totuși să fim atenți la pierderea admisibilă de putere din rezistența R1. Până la o tensiune de 22 V, putem utiliza, pentru R1, o rezistență de 1/4 W. Pentru tensiuni cuprinse între 22 V și 30 V, putem utiliza fie o rezistență de 1/2 W, fie una cu o putere disipată mai mare.

Atenție: rezistențele din fotografie sunt realizate conform celei mai noi norme – tip 1/2 W – și trebuie folosite ca atare.

Numai posesorii de osciloscoape au posibilitatea de a construi acest montaj, putând verifica dacă funcția realizată coincide cu cea ideală, prin oscilografierea tensiunii de ieșire și prin compararea oscilogramei cu cea din foto 1.

Când totul corespunde, putem îngloba montajul în osciloscop, acolo unde găsim un spațiu disponibil. Ieșirea se leagă cu un știft sau cu un șurub izolat, pe cât posibil pe placa frontală, astfel încât, pentru verificarea etalonării, sonda de măsurare să permită menținerea numai pe poziția respectivă.

Lista de componente

Rezistențe	**Condensatoare**
R1 = 470 Ω	C1 = 22 n
R2 = 68 Ω	
R3 = 1 k	**Semiconductoare**
R4 = 68 k	D1 = 1N4148
R5 = 18 k	T1 = BC547B
	IC1= 555

002 *Greier electronic cu „inimă" COS/MOS*

Mulți locuitori ai marilor orașe resimt toamna, la ieșirile în natură, lipsa familiarului țârâit de greier. Progresele realizate în domeniul tehnologiei circuitelor integrate au făcut posibilă imitarea acestei insecte. Raza efectivă de acțiune acustică măsoară până la 2 m, și aceasta în ciuda lipsei etajului final de amplificare în contratimp. Lângă aparat, chiar și țârâitul unui greier din apropiere nu mai este audibil. Deoarece

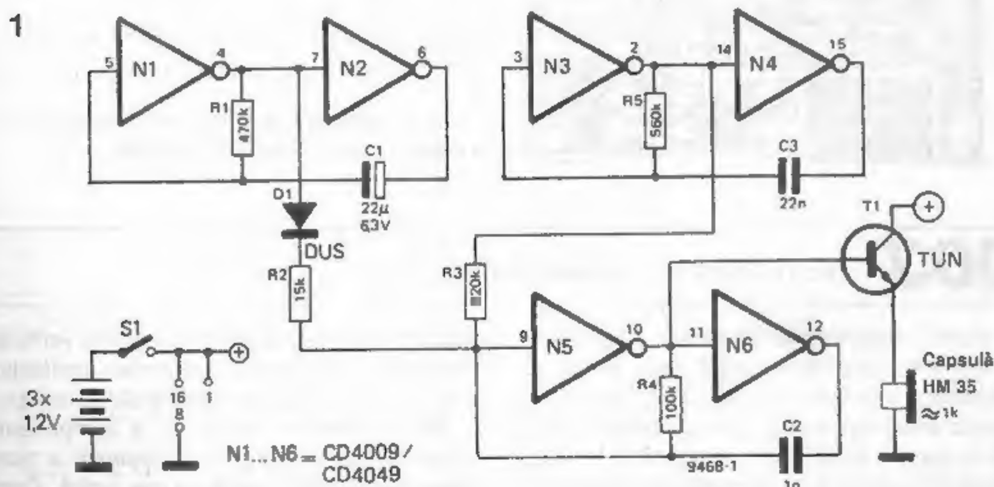
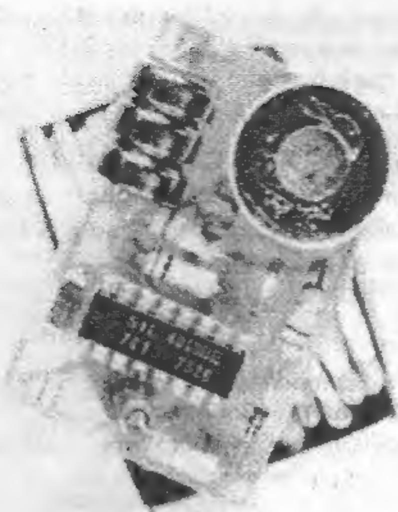


Fig. 1. Montajul greierului. Pentru țârâit sunt necesari doar 2 mA.



montajul lucrează în regim de impulsuri, durata de viață a bateriilor de alimentare este mai mare.

Fig. 1 prezintă schema electronică, extrem de simplă, a aparatului. „Inima" insectei constă din șase inversoare COS/MOS. Un multivibrator astabil, construit din inversoarele N3 și N4, modulează un al doilea multivibrator (N5, N6), care realizează de fapt țârâitul respectiv. Tranzistorul T1 descarcă ieșirea inversorului N5 și excită minicapsula difuzorului, a cărui rezistență trebuie să fie de circa 1 kΩ. Răspunzător de intervalul dintre țârâituri este multivibratorul format din N1, N2. Realizarea rapidă a greierului este ușurată de placa miniatură, al cărei plan de echipare este prezentat în fig. 2.

Lista de componente

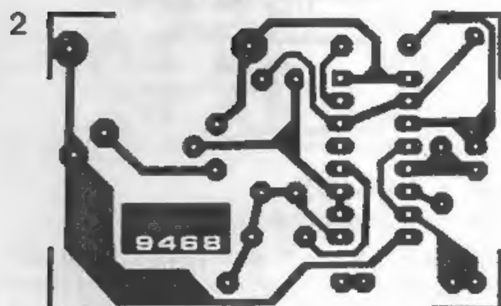
Rezistențe
R1 = 470 k
R2 = 15 k
R3 = 820 k
R4 = 100 k
R5 = 560 k

Condensatoare
C1 = 22 µ / 6,3 V, tantal
C3 = 22 n

Semiconductoare
T1 = TUN
N1 ÷ N6 = CD4049
sau CD4009
D1 = DUS

Diverse
S1 = 1 x unu
Capsulă difuzor = de ex. HM35 (Sennheiser)
Baterii = 3 baterii plate de câte 1,2 V

2



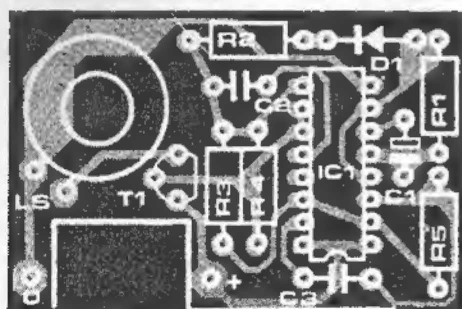
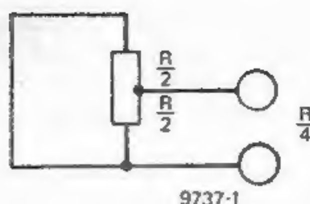


Fig. 2. Cablajul și modul de amplasare a pieselor pentru greierul COS/MOS.

003 *Rezistență de sarcină activă*

Pentru măsurători comparative ale puterilor de ieșire ale amplificatoarelor, este util să se folosească o rezistență care să nu aibă nici o componentă inductivă și care să poată fi folosită ca sarcină reală în locul difuzorului. Această rezistență trebuie dimensionată, bineînțeles, la puterea de ieșire a amplificatorului de verificat. Intră în discuție numai rezistențele confecționate din sârmă, nu și cele cu peliculă de carbon.

Rezistențele din sârmă au o componentă inductivă care, în schema echivalentă a montajului, se găsește în serie cu cea activă. Com-



ponenta inductivă nu favorizează tendința de autooscilație a montajului, ci determină o creștere a coeficientului de distorsiuni neliniare la puteri și la frecvențe ridicate. Această influență este deosebit de mare la unele amplificatoare, astfel încât, pe de o parte, pentru un factor de distorsiune prestabilit, puterea de ieșire este mai mică decât sarcina activă, iar pe de altă parte, o comparație exactă a amplificatoarelor în regim de lucru nu mai este posibilă.

Imaginea arată cum poate fi montat un potențiometru bobinat sau un semireglabil cu inductanță scăzută. Ambele capete ale potențiometrului sunt legate împreună, conectarea trebuind să se facă, pe cât posibil, la mijloc. Rezistența echivalentă, măsurată între cele două capete, prezintă o inductanță scăzută. Curenții, prin cele două rezistențe sau „bobine" determinate de cursor, circulă în direcții opuse, astfel încât în cazul unui cuplaj magnetic complet, ideal, al ambelor jumătăți, câmpurile magnetice și deci și inductivitățile se anulează complet. În practică, cuplajul este incomplet iar montajul prezintă totuși o mică inductivitate.

Pentru măsurătorile comparate ale amplificatoarelor, o asemenea rezistență activă de sarcină este absolut reală; aceasta nu este însă un înlocuitor perfect al difuzorului inductiv, care va fi montat mai târziu în montaj, la încercarea practică a amplificatorului analizat.

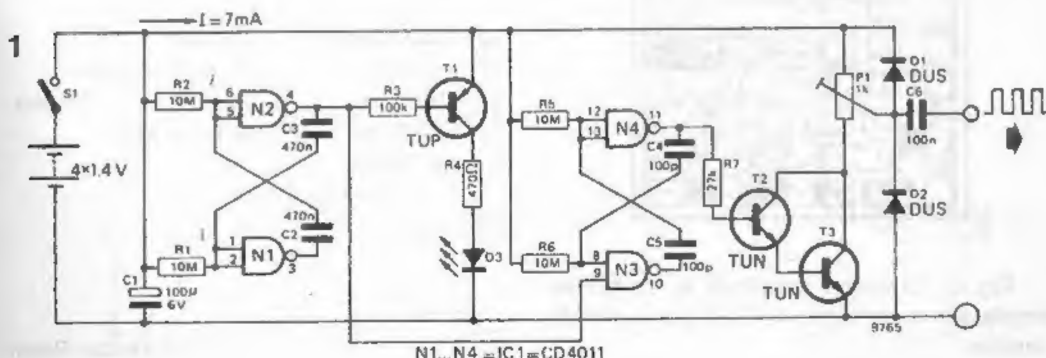
Pentru a obține valorile potrivite de putere și rezistență, la măsurători pot fi tratate, în modul descris mai sus, mai multe rezistențe din sârmă, rezistențe ce pot fi conectate în serie sau în paralel, în mod corespunzător.

004 *Injector de semnal*

La verificarea montajelor de amplificatoare, este util un generator de semnal. Acest montaj simplu și ieftin dă posibilitatea nu numai de a depista rapid și eficace greșelile de montaj, ci îi și economisește amatorului banii, necesari procurării altor aparate de măsură mai scumpe.

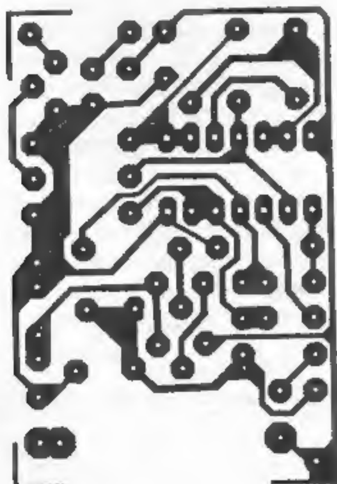
Injectoarele de semnal existente în comerț generează de regulă un semnal de tensiune dreptunghiulară cu frecvența de 1 kHz. În practică însă, s-a dovedit că o comutare ritmică a semnalului dreptunghiular este mult mai eficace. Această observație ar putea fi transpusă în practică de următorul injector de semnal.

Fig. 1. Montajul injectorului de semnal. Acesta constă în principal din două multivibratoare astabile.



Montajul

Dacă privim schema din fig. 1, ne dăm seama că injectorul de semnal constă în principal din două multivibratoare astabile. Oscilatorul construit cu porțile N3 și N4 oscilează cu o frecvență de 1 kHz. Componentele care-i stabilesc frecvența sunt rezistențele R5, R6 și condensatoarele C4, C5.



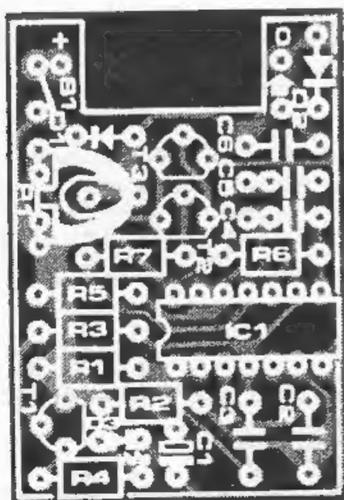


Fig. 2. Circuitul imprimat și modul de amplasare a componentelor injectorului de semnal.

Prin generatorul de tact construit cu porțile N1, N2, oscilatorul este pornit și oprit cu o frecvență de 1 kHz. Rezistențele R1, R2 și condensatoarele C2, C3 stabilesc raportul impuls / pauză.

Durata semnalelor și pauzelor poate fi modificată după voie prin modificarea valorii componentelor ce determină timpii respectivi. Un control optic al funcționării generatorului se realizează cu ajutorul LED-ului D3. Acesta este comandat de T1.

Tranzistoarele T2 și T3, conectate în montaj Darlington, generează, datorită amplificării mari, un semnal dreptunghiular cu flancuri abrupte și contribuie la obținerea unei impedanțe mici la ieșire.

Tensiunea la ieșire se reglează cu P1.

Diodele D1 și D2 elimină reacțiile de tensiune ale montajului de verificat.

Dacă se testează cu injectorul de semnal și montaje cu tuburi electronice, atunci trebuie ca atât diodele D1, D2 cât și condensatorul C6 să aibă o tensiune de lucru cu cel puțin 30% mai mare decât cea mai mare tensiune a montajului de verificat.

Deoarece puterea absorbită de montaj este foarte redusă, el poate fi alimentat cu 4 baterii R6.

Lista de componente

Rezistențe
R1, R2, R5, R6 = 10 M
R3 = 100 k
R4 = 470 Ω
R7 = 27 k
P1 = 1 k semireglabil

Condensatoare
C1 = 100 μ / 6 V
C2, C3 = 470 n
C4, C5 = 100 p
C6 = 100 n / 250 V

Semiconductoare
IC1 = CD4011
T1 = TUP
T2, T3 = TUN
D1, D2 = DUS (vezi textul)
D3 = LED

Diverse
S1 = întrerupător 1 x unu
4 baterii plate

(J. W. van Beek)

005 Fantomă

De fapt, titlul ar fi trebuit să sune cam așa „Imitator de stafie comandat de la distanță". Printr-o cuplare neîntâmplătoare a unui emițător de ultrasunete miniatural ascuns, de exemplu, în buzunarul jachetei, pot fi declanșate, într-un receptor instalat la distanță, o serie de semnale asemănătoare unor ciocănituri pline de mister. Dacă la o ședință de spiritism stafia adevărată nu apare – în ciuda așteptărilor –, atunci puteți folosi montajul descris aici

Este vorba, după cum ați bănuit deja, de o rezolvare electronică a cazului nefericit când stafia veritabilă, dintr-un motiv oarecare, este împiedicată să se manifeste

Elektor dorește, prin această dezvăluire, fie să scoată de sub monopolul său stafiile, fie să le necăjească într-un fel oarecare. Editura nu-și asumă nici o răspundere dacă un mare număr de stafii vor rămâne fără loc de muncă.

Din fericire, aceste considerații introductive sunt suficiente pentru clarificarea intențiilor legate de acest articol, astfel încât acum putem descrie cum functionează de fapt montajul.

Acela care vrea să cheme cu succes o stafie, ascunde în îmbrăcămintea sa un minuscul emițător de ultrasunete. Acesta constă din puține părți componente, iar consumul de curent este foarte mic. Când este acționat butonul de semnal, generatorul de ultrasunete emite impulsuri inaudibile, care sunt recepționate de un receptor, ascuns în prealabil. Pe partea de recepție, semnalul ultrasonor, amplificat și redresat, comandă un „generator de ciocănituri"; un difuzor face semnalele audibile celor prezenți, sub formă de ciocănituri ale stafiei.

Distanța maximă între emițător și receptor măsoară între 4 și 5 cm

Emițătorul

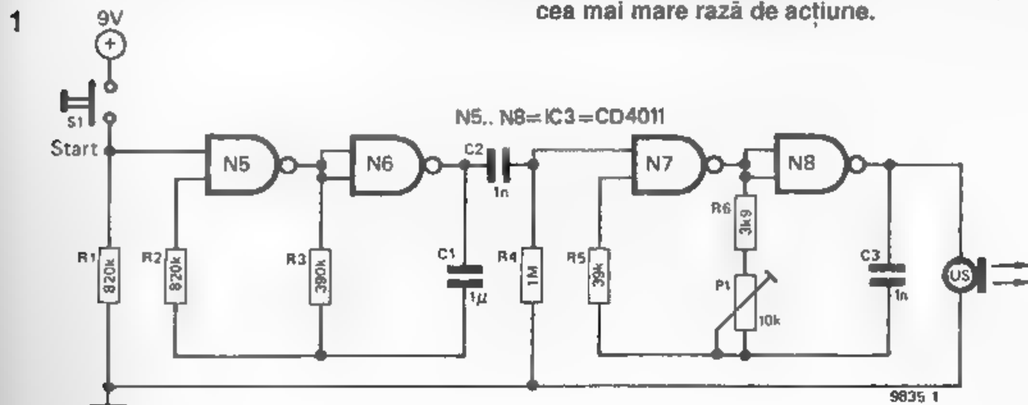
Pentru emițătorul stafie sunt necesare, asa cum se arată în fig. 1, doar un circuit integrat de tip 4011 și un convertor de ultrasunete. Cu cele patru porți 4011 se construiesc 2 multivibratoare astabile; frecventa primului (N5, N6) este de 1 Hz, a celui de al doilea (N7, N8) de 40 kHz. Odată închis contactul butonului S1, cel de al doilea multivibrator astabil emite neîntrerupt semnale de 40 kHz în ritmul de 1 Hz. Dimensionarea s-a făcut astfel încât durata semnalelor ultrasonore emise la o secunda să fie de câteva milisecunde.

Montajul permite o construcție miniaturală; necesarul de curent este atât de redus (circa 0,3 mA), încât poate fi neglijat.

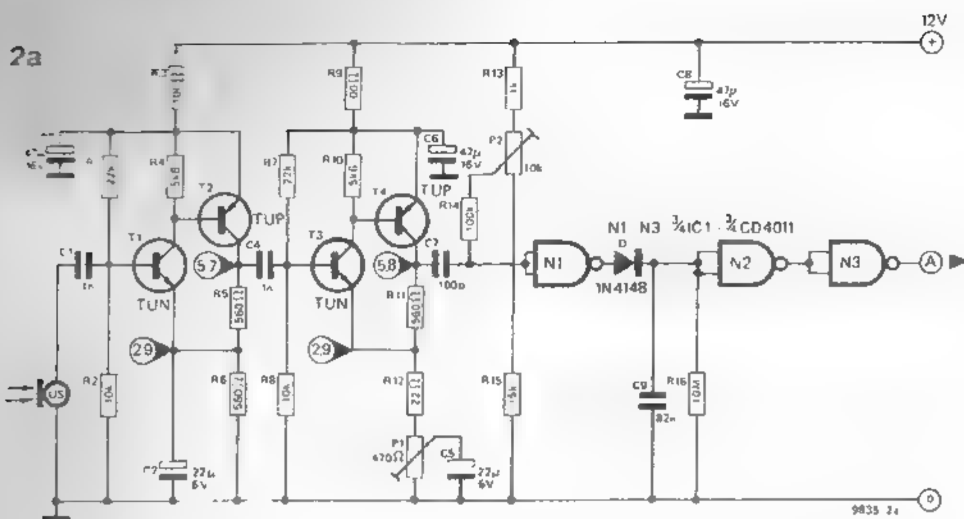
Receptorul

Fig. 2 *a, 2b* și *2c* prezintă montajul receptorului. Semnalul este mai întâi amplificat în două etaje, care constau fiecare din câte două tranzistoare cuplate, având caracteristici identice. Amplificarea celui de al doilea etaj (T3, T4) poate fi reglată cu potențiometrul P1; ea nu ar

Fig. 1. Montajul emițătorului fantomă. Frecvența ultrasunetelor poate fi reglată cu potențiometrul P1 la valoarea la care se obține cea mai mare rază de acțiune.

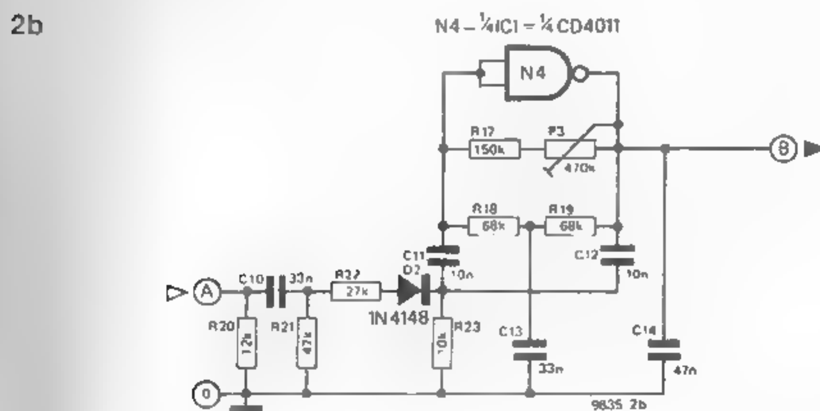


2a



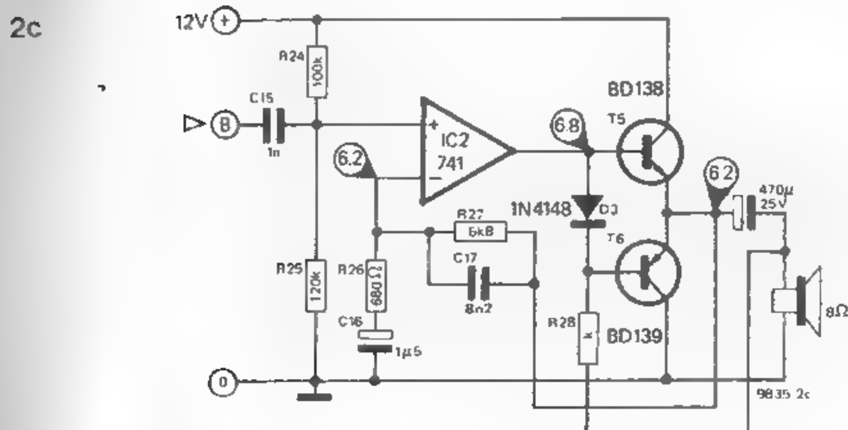
12V
N1 N3 ¾IC1 · ¾CD4011
1N4148
TUP
TUN
9835 2a

2b



N4 – ¼IC1 = ¼CD4011
N4
R17
150k
P3
470k
R18
68k
R19
68k
C11
10n
C12
10n
C10
33n
R22
27k
D2
1N4148
R20
12k
R21
47k
R23
10k
C13
33n
C14
47n
9835 2b

2c



12V
R24
100k
C15
1n
IC2
741
BD138
T5
6.8
6.2
1N4148
D3
T6
R27
6k8
C17
8n2
R25
120k
R26
680 Ω
C16
1µ5
R28
BD139
470µ
25V
8Ω
9835 2c

Fig. 2. Montajul receptorului. Drept convertoare de ultrasunete, pentru emițător și receptor, sunt adecvate atât tipurile produse de Volvo, cât și cele produse de Murata. Ultimele sunt de preferat în acest caz, datorită dimensiunilor reduse.

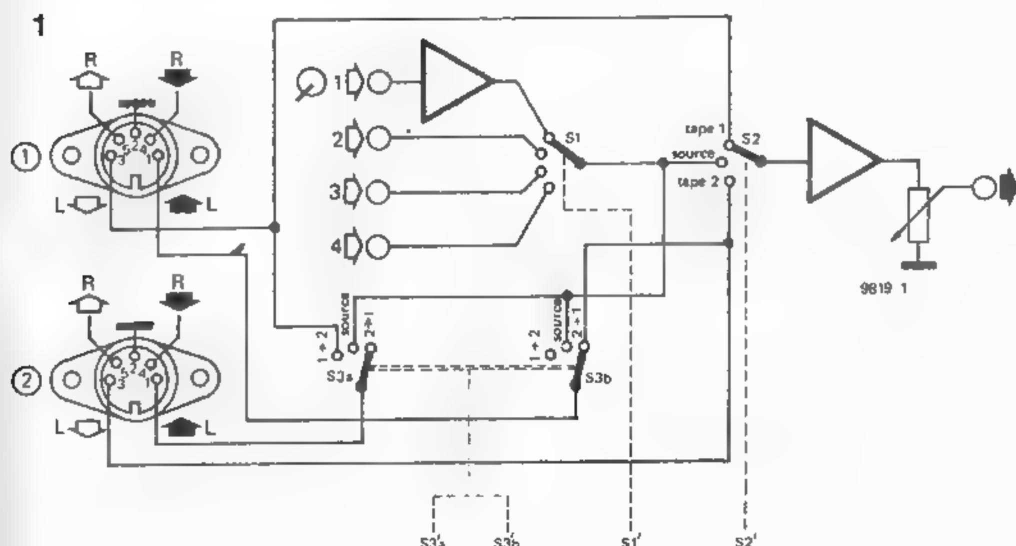
trebui să fie mai mare decât este necesar, prin aceasta sensibilitatea la bruiaj rămânând redusă. După aceste două etaje de amplificare, urmează un etaj trigger reglabil (N1); datorită acestuia, zgomotele parazite de mică intensitate nu mai declanșează zgomote de tip ciocănituri. Reglarea potențiometrului P2 depinde de nivelul de perturbație din locul de instalare și se face experimental. După reglarea etajului trigger, semnalul este redresat; urmează două trepte de atenuare (N2, N3) și în cele din urmă generatorul de ciocănituri construit cu N4. Poarta NAND, utilizată aici ca amplificator, este cuplată invers la un filtru dublu T. Numai la frecvența de rezonanță f_0 rotirea fazelor filtrului dublu T măsoară 180°, astfel încât etajul oscilează la această frecvență, cu premisa ca amplificarea să fie suficientă.

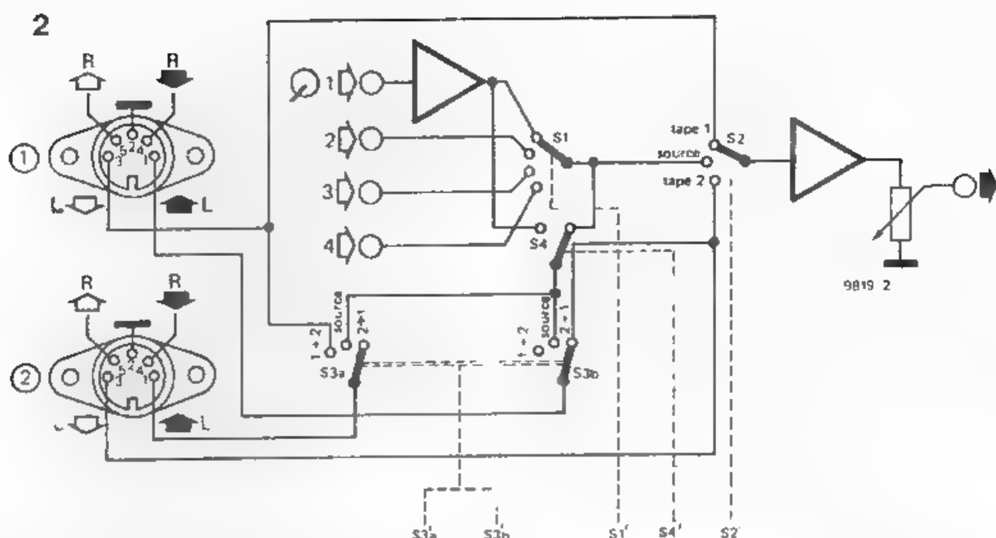
Amplificarea porții N4 trebuie reglată cu potențiometrul P3, astfel încât generatorul de ciocănituri, în stare de repaus, să nu oscileze încă. Abia atunci când semnalul de ieșire de la poarta N3 „lovește", poate lua naștere această oscilație amortizată. La dimensionarea dată pentru filtru, zgomotul produs sună ca o ciocănitură în tăblia unei mese de lemn. Sunetul poate fi reglat după propria dorință, prin modificarea valorilor R18, R19, R23, C11, C12 și C13.

Etajul final, construit foarte simplu cu IC2 (741) și T5, T6, permite conectarea unui difuzor de 8 Ω. La prima vedere, puterea de ieșire de 2 W apare cam modestă; dar gândiți-vă totuși că obișnuita stafie veritabilă trebuie să se străduiască foarte mult dacă vrea să se facă auzită.

006 *Monitor înregistrare bandă*

La cele mai multe amplificatoare HiFi fabricate industrial, diferitele butoane, întrerupătoare, taste și fișe absolut necesare sunt deja destul de numeroase. Cu toate acestea, înzestrarea suplimentară descrisă aici poate aduce servicii utile.





În fig. 1, S1 este comutatorul de selecție a intrării preamplificatorului, iar S2 este un comutator monitor suplimentar, de construcție proprie, montat în amplificator. În mod normal, un amplificator posedă doar un singur cuplaj pentru casetofon, acesta servind concomitent atât pentru înregistrare cât și pentru redare. Semnalul pentru înregistrare se obține în această situație de la contactul din mijloc al comutatorului de selecție a intrărilor, la bornele corespunzătoare.

În fig. 1, lângă S1 și S2, se găsește un al treilea comutator (S3ab); în afară de acesta, mai sunt disponibile două mufe de casetofon. În poziția 1-2, racordul redare de la fișa 1 este legat cu racordul înregistrare de la fișa 2; în poziția 2-1 se întâmplă invers, racordul redare de la fișa 2 este legat la racordul înregistrare de la fișa 1. Prin aceasta înregistrările pe bandă pot fi transferate de la un aparat la altul, fără schimbarea racordurilor de la primul aparat la al doilea și invers. De poziția comutatorului monitor S3 depinde dacă sursa de program, adică semnalul de ieșire de la casetofonul nr. 1 sau semnalul de ieșire de la casetofonul nr. 2, este redat prin amplificator.

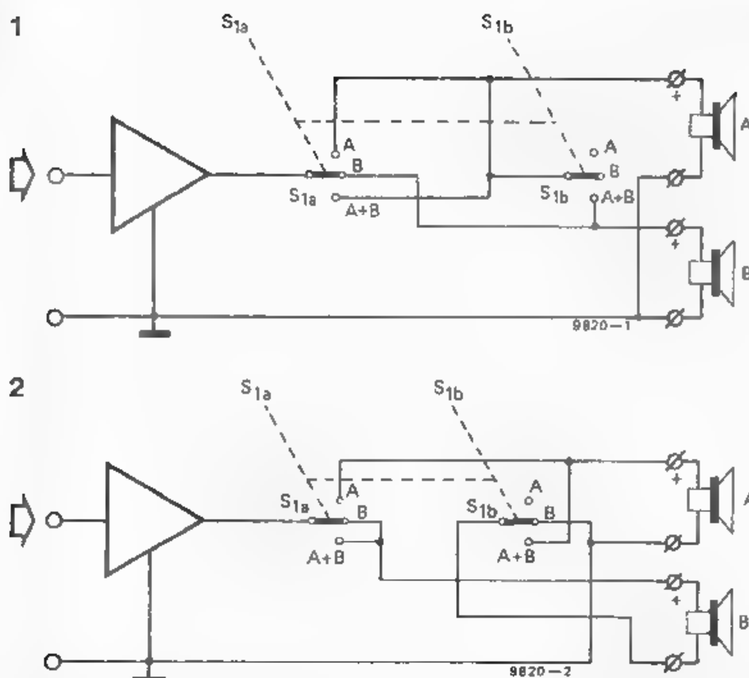
Adeseori se dorește înregistrarea de discuri pe bandă, în timp ce amplificatorul redă o altă sursă de program (de ex., Tuner). Pentru aceasta, trebuie intercalat suplimentar comutatorul S4 (vezi fig. 2). Chiar și la casetofoanele simple, acest lucru este posibil; în acest caz, S2 trebuie să stea totuși în poziția „Source", așa încât funcția de monitor a amplificatorului să cadă.

Pentru simplificare, în fig. 1 și 2 au fost desenate numai canalele stânga.

007 Racordarea corectă a difuzorului

La nenumărate amplificatoare comerciale HiFi, în special la cele din clasa cu preț ridicat, este prevăzută posibilitatea conectării mai multor difuzoare. Prin aceasta, de exemplu, un program poate fi transmis în mai multe camere, ceea ce permite o comparație nemijlocită a audiției între diferitele boxe de difuzoare, fără plicticoasa operație de înnădire a cablurilor. Amplificatoarele de construcție proprie ar trebui să fie înzestrate, din acest motiv, cu cel puțin două racorduri interschimbabile de difuzor.

Sunt desenate alăturat două comutatoare pentru un așa numit comutator A/B/A+B, în execuție mono. Pentru stereo, cel de al doilea



canal este identic cu primul. În poziția A, numai difuzorul A (perechea de difuzoare) este racordat la ieșirea amplificatorului; în poziția B, numai difuzorul B (perechea de difuzoare), iar în poziția A+B, sunt în funcțiune ambele difuzoare (perechi de difuzoare).

Fig. 1 prezintă montajul în paralel, fig. 2 montajul în serie al ambelor difuzoare în poziția A+B. La montajul din fig. 1, amplificatorul are ca sarcină impedantele celor două difuzoare legate în paralel; aceasta poate totuși, în funcție de situație, să conducă la o supraîncărcare a etajului final. Pe de altă parte, factorul de atenuare este mai ridicat la conectarea în paralel a difuzoarelor A și B decât la conectarea în serie ca în fig. 2.

În ambele cazuri, nu ajungem să ne plimbăm de colo-colo intercalând comutatoare între ieșirea amplificatorului și boxele difuzoarelor. Contactele comutatorului trebuie să depășească cu mai mulți amperi curentul efectiv; rezistența lor în timpul duratei de viață a comutatorului (din fericire, lungă) trebuie să fie cât mai mică, iar frecvența să rămână (realmente) independentă. În caz contrar, se ajunge la un factor de atenuare prea scăzut care prejudiciază audiția.

Factorul de atenuare este egal cu raportul dintre rezistența nominală de sarcină (de cele mai multe ori 4 Ω sau 8 Ω) și rezistența cu care boxa difuzorului „privește spre înapoi" în direcția amplificatorului. Ultima rezistență menționată se compune din: impedanța de ieșire a amplificatorului, rezistența conductoarelor, rezistențele de trecere ale legăturilor prin fișe și rezistențele eventualelor comutatoare.

Și la amplificatoarele de construcție proprie ar trebui să ne străduim ca rezistențele conductoarelor și rezistențele de trecere să fie cât mai mici posibil, deoarece de acestea depinde în principal factorul de atenuare. Amplificatoarele comerciale au în general factori de atenuare între 50 și 200 la rezistența de sarcină nominală. Valori între 20 și 30 sunt suficiente totuși, cu prisosință.

În încheiere, încă un sfat practic: secțiunea conductoarelor difuzoarelor ar trebui aleasă pe cât posibil mai mare, chiar și atunci când nu sunt distanțe mari de parcurs. Cablul de instalație cu o secțiune de 2,5 mm^2 este aici foarte potrivit; în plus, izolații colorate diferit ale conductoarelor ușurează conectarea la aceeasi fază în cazul stereo - stereo

Priza și fișa de difuzor, standardizare DIN, ar fi mai bine să *nu* fie utilizate, ele constituind prea des un „test" pentru siguranțele de scurtcircuit ale amplificatoarelor. Atunci când trebuie totuși să folosim neapărat două legături prin fișă per boxă (la amplificator și la boxa însăși), este bine să folosim prize și fișe dimensionate suficient sau, și mai bine, cleme de cablu. Capetele dezizolate ale cablurilor nu trebuie să fie cositorite deoarece prin aceasta se mărește rezistența de trecere!

008 *Convertor de precizie tensiune-frecvență*

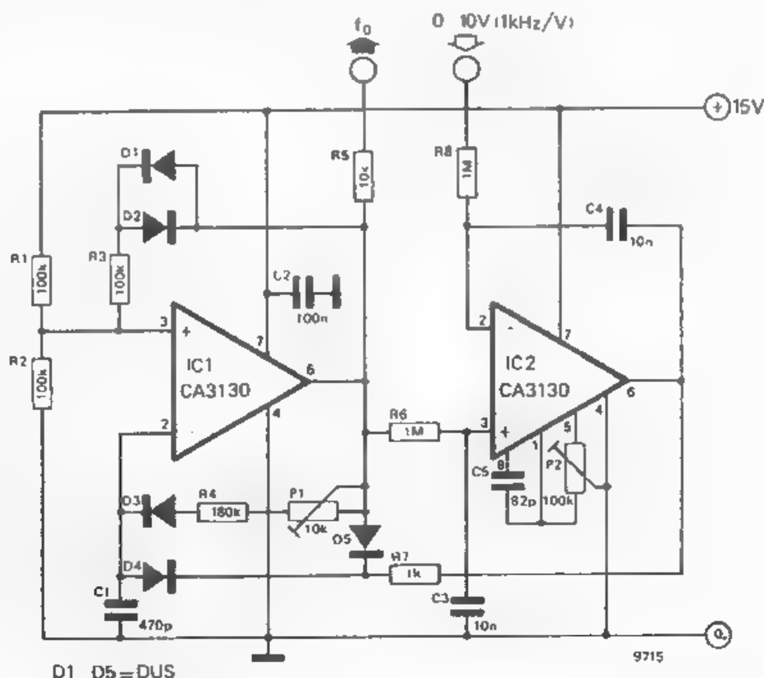
Acest oscilator comandat în tensiune are o abatere de la liniaritate de numai 0,5% și prezintă un flux de temperatură de numai 0,01%/°C. IC1 lucrează ca multivibrator și produce cu T2 impulsuri de formă dreptunghiulară de lățime egală. Lățimea impulsurilor este funcție de R4, P1 și de C1. Cu P1 putem modifica fin frecvența de ieșire f_0.

Prin perechea integrată R6, C3, tensiunea de ieșire a multivibratorului este condusă la intrarea neinversoare a lui IC2, care lucrează în regim de comparator. Tensiunea existentă acolo se calculează cu formula U2 = U + T2/T1. Ieșirea comparatorului este legată prin R7, D4 la intrarea neinversoare a lui IC1. Prin această reacție se reglează montajul astfel încât să fie îndeplinită condiția U1 = U2

În acest mod, frecvența de ieșire poate fi reglată foarte precis cu ajutorul tensiunii U1.

Dioda D3 este necesară pentru ca în timpul perioadei T3 să fie eliminată influența rezistenței R4 și a potențiometrului P1. Diodele D1 și D2 produc un mic flux de temperatură. Cu potențiometrul P2 se reglează tensiunea offset. Prin calitățile sale deosebite, acest convertor de tensiune-frecvență, VCO, ar trebui să-și găsească un câmp larg de aplicație.

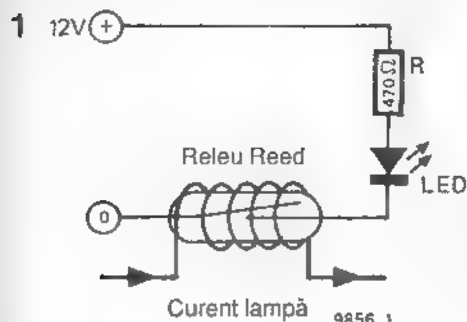
(RCA)



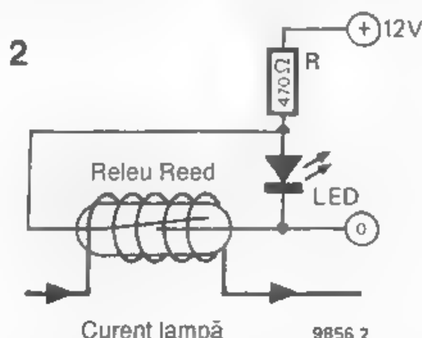
009 *Supravegherea curentului*

Marele număr de autovehicule incomplet luminate de pe străzi în timpul nopții ne permite să conchidem că multi conducători auto observă abia după câtva timp stingerea întâmplătoare a unui far sau a unei lămpi spate.

Un contactor Reed ca supraveghetor de curent ne oferă, cu cele mai simple mijloace, o indicație pe tabloul de bord, în caz de defecțiune, pentru totalitatea luminilor autovehiculului și, cu aceasta, o contribuție activă la siguranta circulatiei. Un contactor Reed necesită de regulă între 30 și 100 A·sp (amper-spire = numărul de spire al inductorului x curentul de excitație), pentru a închide contactul propriu. La curenții relativ mari ai lămpilor unui autovehicul, obținem acționarea releului cu un număr relativ redus de spire. De exemplu, curentul preluat de ambele faruri măsoară circa 7,5 - 8 A (la 12 V). Un contactor Reed cu 50 Asp, necesită în acest caz 7 spire pentru a supraveghea lămpile farurilor. Imediat ce o lampa suferă o defecțiune, curentul lămpilor scade sub jumătate din valoare, iar contactorul Reed



deschide contactul propriu. Acest lucru se poate vedea în figurile 1 și 2. LED-ul din figura 1 lu-



minează atâta timp cât contactorul Reed este închis; la căderea unei lămpi, indicatorul LED se stinge și el. În montajul din figura 2 lucrurile se petrec exact invers: căderea lămpii este semnalizata prin aprinderea LED-ului.

Se recomandă să se supravegheze independent curentul farurilor, al lămpilor spate și al frânelor, adica pe fiecare circuit să fie câte un contactor Reed. În funcție de contactorul utilizat, sunt necesare circa 4-14 spire pentru supravegherea farurilor (2 x 45 W, 7,5 A), 35-100 spire pentru lămpile spate (2 x 5 W, 1 A) și 12-40 spire pentru lămpile frânelor (2 x 15 W, 2,5 A). Toate indicațiile sunt valabile pentru o tensiune de 12 V a acumulatorului. Dacă numărul de spire ale contactorului Reed utilizat nu este cunoscut exact, atunci va trebui să se determine experimental numărul de amper-spire necesar.

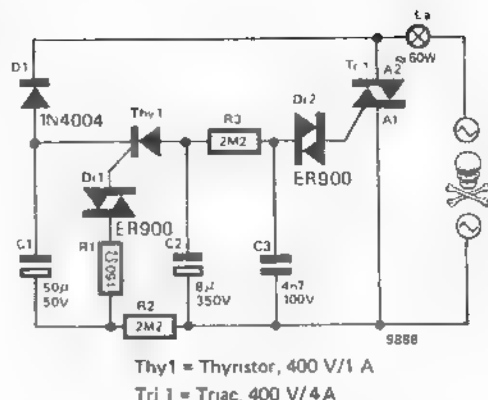
010 *Foc în cămin*

În puține case se mai găseste astăzi un foc deschis în cămin, care să răspândească, în recile zile de iarnă, căldură și tihnă. Aprinderea focului și mai apoi curătarea căminului nu sunt tocmai cele mai plăcute îndeletnicii, dar aceste impedimente sunt totuși evitabile. Un monta, puțin costisitor ne permite să avem, după dorință, un „foc" ce arde cu flacără și care nu prezintă inconvenientele arătate mai sus.

Înainte ca focul să trosnească tihnit în cămin trebuie însă puțină strădanie și răbdare. Și pentru a menține un foc este nevoie de atenție

continuă! Ațâțarea cu o pereche de foale, aprovizionarea cu lemne și, în sfârșit, curățarea căminului nu sunt tocmai o plăcere. De aceea, în unele camine, focul ventabil a fost înlocuit printr-o imitație de foc ce iluminează din interior. Deranjant în această soluție este numai faptul că un astfel de „foc" luminează altfel decât cel veritabil, nu pâlpâie, ci luminează constant cu aceeași intensitate. Cu ajutorul câtorva componente se poate modela totuși un foc artificial, astfel încât să pară cât se poate de realist.

Modul de lucru al montajului nu este complicat: după racordarea la tensiunea de rețea, condensatorul C1 se încarcă prin rezistența R2 și dioda D1. Imediat ce tensiunea condensatorului atinge pragul de triggerare al diacului Di1, tiristorul Thy1 se aprinde, astfel încât condensatorul C2 se poate încărca acum prin Thy1 și D1. La următoarea trecere prin nul a tensiunii de rețea, Thy1 este stins din nou; o parte a sarcinii lui C2 se scurge acum prin rezistența R3 (mare) către condensatorul C3, care se găsește în circuitul de aprindere al triacului Tri 1. Unghiul de fază al impulsului de aprindere care întreține acest triac prin diacul Di2 se schimbă odată cu descărcarea condensatorului C2. Urmarea este o „flacără" neregulată a „focului" aflat în circuitul de încărcare, care cu puțină fantezie poate fi considerat a fi absolut realist. Este de adăugat că procesul descris se repetă atunci când tensiunea lui C1



Thy1 = Thyristor, 400 V/1 A
Tri 1 = Triac, 400 V/4 A

atinge din nou pragul de triggerare al diacului Di1.

În ceea ce privește dimensionarea părții de construcție, să fim atenți la următoarele: triacul Tri1 trebuie să fie capabil să întrerupă cel puțin dublul curentului nominal al lămpii La de iluminat. Pentru un foc de cămin de tip și de mărime obișnuită, este de regulă suficient un triac de 4 A / 400 V. La construirea și acționarea montajului este neapărat necesar să fim conștienți că focul din cămin este pus în funcțiune direct de la reteaua de tensiune; de aceea este indispensabilă construcția unei carcase din material plastic. Altminteri, s-ar putea, la fel ca la un foc de cămin „clasic" să vă ardeți cu adevărat degetele.

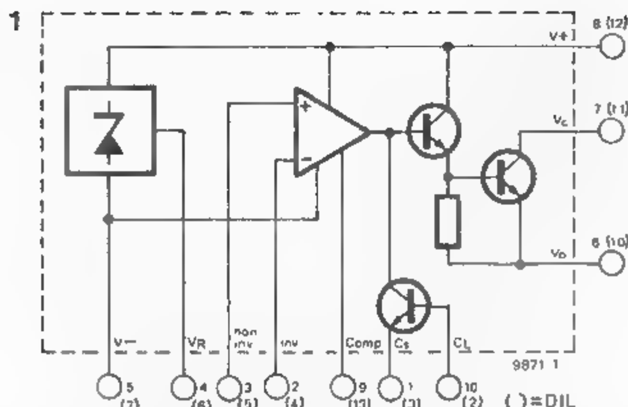
(S. Kaul)

011 *Sursă de curent constant cu 723*

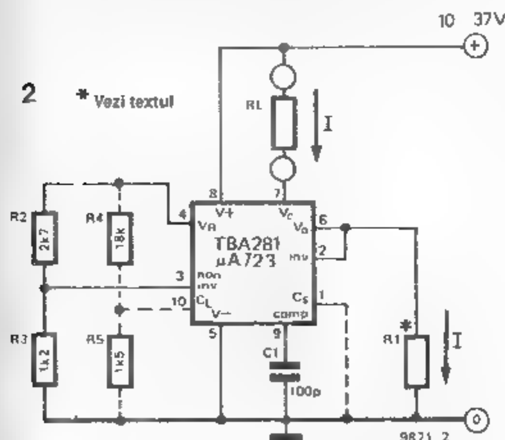
Însușirile deosebite ale stabilizatorului de tensiune µA723 (LM723 sau TBA281) privind stabilitatea și comportarea față de temperatură sunt cunoscute.

Acesta a fost utilizat până acum doar ca stabilizator de tensiune, dar el poate fi utilizat și ca regulator de curent.

Fig. 1 prezintă o imagine mult simplificată a schemei interioare a lui IC 723. Ea conține o diodă Zener compensată la temperatură, un amplificator diferential și un tranzistor amplificator final. La borna 4 a circuitului integrat avem la dispoziție o tensiune stabilizată compensată la temperatură, de circa 6,8 V până la 7,5 V. Funcția sursei de curent constant este ușor de dedus din fig. 2, datorită schemei interioare simplificate a lui 723. O parte a tensiunii de referință (2,2 V) este comparată cu tensiunea prin rezistența R1. Deoarece amplificatorul diferențial menține, prin R1, tensiunea la o valoare constantă (2,2 V), curentul I prin R1 este de asemenea constant. Curentul constant poate fi calculat cu formula: I = 2,2 V / R1. Prin alegerea de valori diferite pentru R1, curentul constant poate fi reglat la valoarea dorită. Conectarea rezistenței de sarcină se realizează la pinul 7 al circuitului 723. Limita superioară a curentului la ieșire este de circa 150 mA, dar

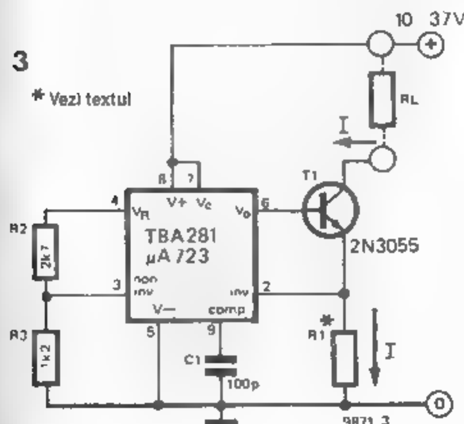


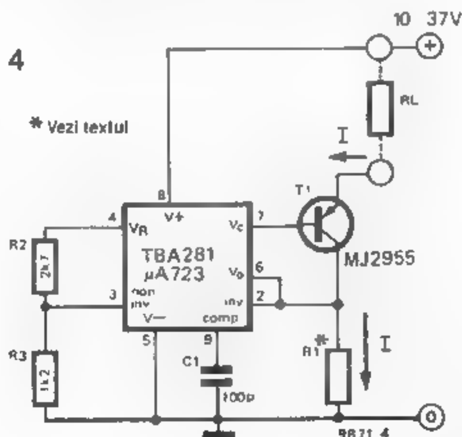
la dimensionarea lui R1 trebuie să fim atenți totuși ca puterea maximă disipată (800 mW) a circuitului integrat să nu fie depășită.



Curenți constanți mai mari se obțin prin adăugarea la montaj a unui tranzistor NPN (fig. 3) sau PNP (fig. 4). Dacă se alege R1 = 2,2 Ω (2,2 W), atunci curentul constant prin R1, respectiv rezistența de sarcină R_{L1}, este de 1 A. Trebuie să fim atenți la încălzirea tranzistoarelor.

Circuitul integrat poate fi protejat contra suprasarcinilor termice prin adăugarea a două rezistențe (în fig. 2, figurate cu linie întreruptă). Tranzistorul limitator de curent servește ca traductor de temperatură. Din tensiunea de referință, cu ajutorul divizorului de tensiune format din rezistențele de 18 k și 1k5, se realizează o pre-tensiune de bază (aproximativ 0,55 V), care ar trebui să fie sub tensiunea de conducție a tranzistorului. Tensiunea de conducție este, conform prospectului, de 0,65 V, la o temperatură a cipului de 120°C. La 120°C,





tranzistorul conduce și blochează amplificatorul final de ieșire al circuitului integrat.

Montajele descrise aici se caracterizează printr-o stabilitate înaltă, printr-un domeniu larg al tensiunilor de funcționare și, înainte de toate, printr-un preț convenabil

012 *Măsurarea frecvențelor cu multimetrul*

Un multimetru, fie el chiar numit și universal, își merită această denumire, cu adevărat, doar atunci când poate măsura și alte mărimi în afară de curent, tensiune și rezistență. Multimetrul trebuie să capete, în acest caz, un accesoriu care să transforme mărimea de măsurat, de exemplu, în tensiune. Cu ajutorul convertorului frecvență-tensiune descris aici, pot fi măsurate frecvențe în domeniul 10 ... 10.000 Hz cu aproape orice multimetru.

Pentru a măsura frecvențe din domeniul inferior, nu este neapărat nevoie de un numărător de frecvențe digital. Un procedeu de măsurare analogic poate, în anumite situații, să fie mai simplu și mai ieftin, mai ales că „citirea" analogică (multimetrul) este aproape întotdeauna la dispoziție. Lipsește doar un convertor potrivit care să transforme frecvența de măsurat într-o mărime „inteligibilă" pentru aparatul de măsură. Alegerea a căzut aici asupra unui convertor frecvență-tensiune sub forma circuitului integrat 4151 produs de Raytheon (vezi Elektor, caietele 79/80, pag. 46, nr. 24 - convertor frecvență-tensiune). Acest convertor are o precizie de 1% (independent de precizia multimetrului), ceea ce este suficient, în cele mai multe cazuri.

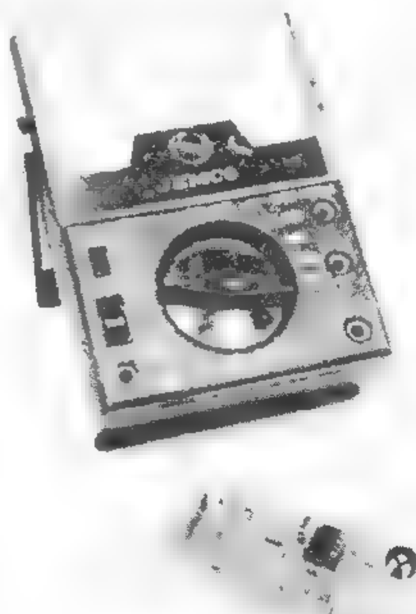
Deoarece convertorul impune anumite condiții semnalului de intrare, s-a montat un comparator în fata lui 4151. Comparatorul are rolul ca, din semnalele de măsurat, de formă și mărime oarecare (tensiune minimă la intrare de 50 mV), să dea nastere unor semnale care să fie potrivite pentru comanda lui 4151. Tensiunea maximă la intrarea dispozitivului este de 400 V tensiune la vârf, ieșirea fiind protejată la scurtcircuit.

Montajul

Fig. 1 prezintă montajul complet al dispozitivului de măsurat frecvențe. În măsura în care condensatorul C1 este suficient de rezistent la tensiune, este permis, așa cum s-a menționat deja, să fie aplicată la intrare o tensiune alternativă de până la maximum 400 V (tensiunile continue sunt blocate de C2).

Diodele D1 și D2 scurtcircuitează acele tensiuni care sunt incompatibile pentru comparator (IC1). Pentru a împiedica pe mai departe ca tensiunile la intrările comparatorului să poată fi negative, intrările se găsesc, prin divizorul de tensiune R3/R4, la jumătatea tensiunii de alimentare. Rezistența R2 poate fi neglijată datorită impedanței extrem de mari a lui 3130.

În funcție de tensiunea offset (foarte mică), ieșirea rămâne, în lipsa unui semnal de intrare, fie la masă, fie la potențialul tensiunii de alimentare. Dacă se aplică totuși o tensiune al-



ternativă la intrarea montajului, atunci tensiunea la intrarea comparatorului invertor se modifică la o valoare esential mai mică, ca urmare a rezistenței mari a lui R2, decât la intrarea neinversoare. Comparatorul basculează de aceea continuu, în ritmul frecvenței semnalului de intrare. Condensatorul C3 mărește viteza de comutare, astfel încât la iesire apare un semnal dreptunghiular, cu fronturile puternic înclinate. Frecvența acestui semnal este convertită de 4151 într-o tensiune continuă proporțională. Corespondența exactă între frecvență și tensiune este dată de formula

$$\frac{U}{f} = \frac{R9\ R11\ C5}{0{,}486\ (R10 + P1)}$$

La dimensionarea dată în schema montajului, rezultă un factor de transformare de 1 V/kHz, astfel încât indicatiei maxime a instrumentului în domeniul de 10 V îi corespunde o frecvență de 10 kHz. Multimetrele care, de exemplu, în locul domeniului de 10 V, au un domeniu de 6 V pot fi folosite în același mod; în acest caz limita superioară pe scala respectivă este de 6 kHz Dacă se dorește să se măsoare frecvențe de până la 10 kHz pe scala de 6 V, atunci potențiometrul P1 trebuie să fie reglat altfel În unele cazuri, o modificare a valorilor lui R10 și/sau P1 poate fi necesară, însă rezistența totală între pinul 2 al circuitului integrat și masă nu are voie să scadă sub 500 Ω.

Un amplificator operațional de tipul 3130 (IC3) serveste ca etaj de ieșire

Alături de impedanța înaltă de intrare, acest circuit integrat este superior prin aceea că el, ca repetor de tensiune, poate prelucra și tensiuni de intrare foarte mici De aceea, frecvențele joase (sub 1 kHz) pot fi citite precis după comutarea pe un domeniu de măsurare mai mic (de ex. 1 V).

Ieșirea este protejată la scurtcircuit prin adăugarea lui R12. Pentru a se compensa căderea de tensiune pe R12 (eroare de măsurare!), tensiunea existentă în spatele acestei rezistențe este făcută să-și piardă efectul și este comparată peste intrarea inversoare cu tensiunea la intrarea neinversoare. Rezistența R12 cauzează totusi o pierdere de tensiune la multimetrul conectat.

Prin aceasta, deși instrumentul atinge capătul scalei în domeniul de 10 V, nu este permis ca

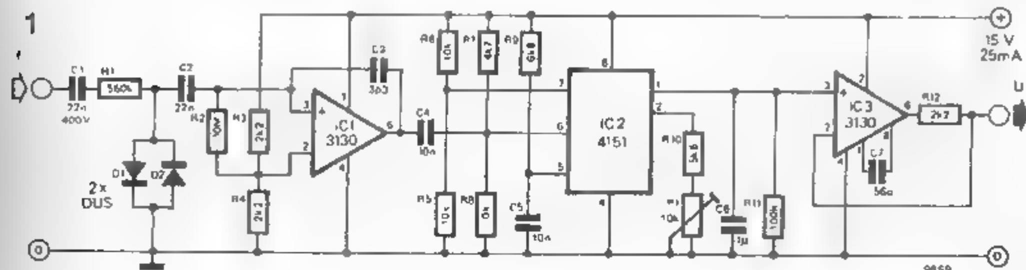
Lista de componente

Rezistențe	**Condensatoare**
R1 = 560 k	C1 = 22 n / 400 V
R2 = 10 M	C2 = 22 n
R3, R4, R12 = 2k2	C3 = 3p3
R5, R6, R8 = 10 k	C4, C5 = 10n
R7 = 4k7	C6 = 1 µ MKM sau MKH
R9 = 6k8	C7 = 56 p
R10 = 5k6	
R11 = 100 k	**Semiconductoare**
P1 = 10 k	D1, D2 = DUS
semireglabil	IC1, IC3 = 3130
	IC2 = 4151

Fig. 1. Un convertor integrat frecvență-tensiune (4151) împreună cu un comparator (IC1) conectat în față și un repetor de tensiune de partea ieșirii (IC3) fac posibilă măsurarea directă a frecvenței cu un multimetru.

Date tehnice

Domeniul de măsurare: 10 Hz ... 10 kHz
Impedanță de intrare: > 560 k
Sensibilitate: 50 mV$_{VV}$
Tensiune de intrare maximă 400 V
Sarcina la ieșire: ≥ 5 k (pentru 10 V cap de scală)



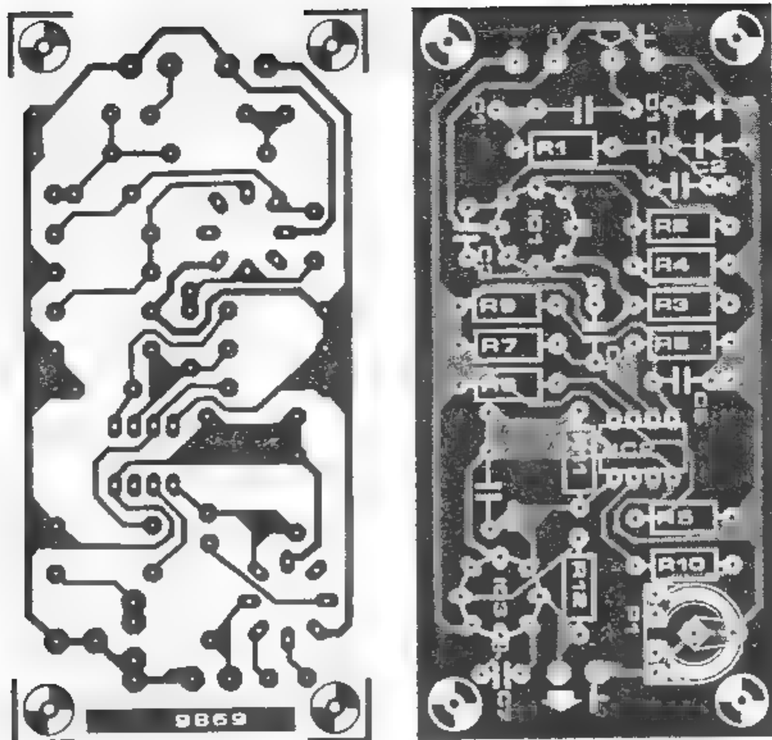


Fig. 2. Placa și planul de echipare pentru dispozitivul de măsurare a frecvențelor.

rezistența sa internă să fie mai mică de 5 k. Pentru domeniul de 10 V, ea este echivalentă cu o rezistență internă de 500 Ω/V. Ne putem convinge prin probe simple dacă un anume multimetru este adecvat sau nu; în ultimul caz, indicația maximă în domeniul de 10 V nu este atinsă.

În locul unui multimetru putem folosi un instrument de măsură magneto-electric; de exemplu, atunci când frecvența unui generator de semnal trebuie supravegheată continuu.

Construcția

Construcția montajului nu prezintă nici o dificultate dacă folosim placa din fig. 2. Chiar dacă intrarea convertorului rezistă la tensiuni de maximum 400 V_{vv}, în schimb corpul omenesc nu rezistă! De aceea trebuie, în măsura în care vrem să măsurăm frecvențele unor tensiuni mai înalte, să înglobăm montajul într-o carcasă izolatoare. Pentru alimentare este suficientă o sursă de tensiune nestabilizată. Pentru o alimentare convenabilă sunt necesare un transformator de 12 V, o punte redresoare și un condensator electrolitic (470 µ / 25 V). Dacă montajul este alimentat de la o baterie, atunci tensiunea de alimentare trebuie filtrată printr-un condensator cu tantal (10 µ / 25 V) conectat în paralel.

Etalonarea

Pentru etalonarea convertorului frecvență - tensiune, se foloseste cel mai bine un generator de semnal care produce o frecvență de exact 10 kHz. Această frecvență este aplicată la intrare; în continuare, potențiometrul P1 trebuie reglat astfel încât multimetrul să aibă o deviație completă pe scala de 10 V. După aceasta, se poate controla dacă indicația corespunde valorilor reale chiar și la frecvențe scazute

013 *Amplificator de microfon cu electret*

Articolul descrie un preamplificator de microfon compact, alimentat de la baterie, la care se poate conecta o capsulă de microfon cu electret. La acest preamplificator pot fi totuşi conectate şi microfoane dinamice cu rezistenţă scăzută. Amplificatorul este prevăzut a fi înglobat în carcasa microfonului.

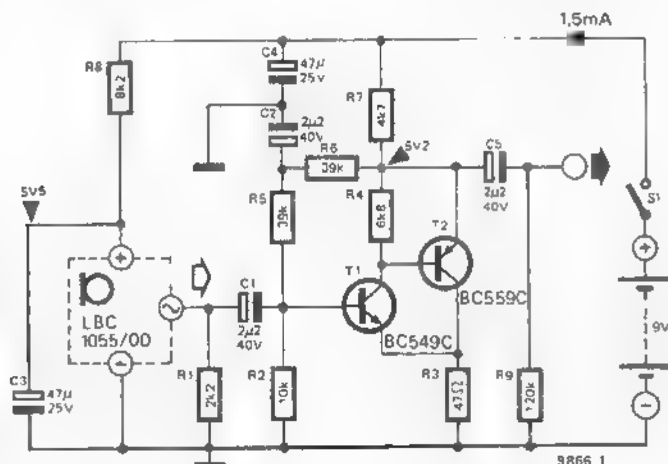
Microfoanele cu condensator au fost folosite, doar cu puţin timp în urmă, aproape exclusiv în scop profesional. Motivele au fost pe de o parte preţul de procurare ridicat, iar pe de altă parte cheltuielile considerabile cu montajul. Între timp a fost creată o alternativă doar cu puţin inferioară calitativ, dar cu mult mai avantajoasă ca preţ: microfonul condensator - electret. Din comerţ pot fi obţinute capsule de microfon cu electret, de diverse provenienţe. O asemenea capsulă de microfon poate fi înglobată în aceeaşi carcasă cu preamplificatorul. la naştere astfel o unitate compactă, insensibilă la influenţe perturbatoare externe. Un microfon tip condensator-electret se deosebeşte în utilizare de un microfon condensator „normal" prin faptul că nu este necesară o tensiune continuă, înaltă, de polarizare. Polarizarea se realizează aici printr-un câmp electric permanent, asemănător unui magnet permanent, care, spre deosebire de electromagnet, produce un câmp magnetic durabil.

Ambele microfoane au totuşi o caracteristică comună: ele trebuie să fie separate printr-o rezistenţă ohmică foarte mare. La microfoanele cu electret, acest lucru este realizat de un etaj adaptor care modifică impedanţa. Numai pentru acest etaj este necesară o tensiune de circa 5 ... 10 V.

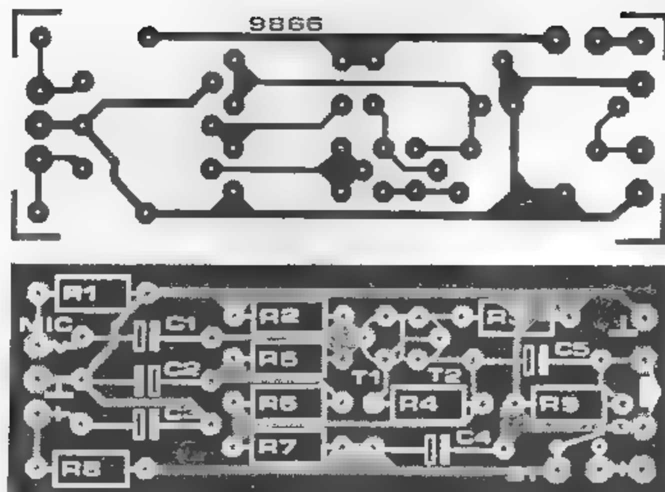
Deoarece capsula microfonului trebuie să fie alimentată cu o tensiune continuă (baterie), a fost inclus şi preamplificatorul în carcasă. Microfonul poate fi conectat apoi la un amplificator cu sensibilitate redusă sau la intrarea unui pupitru de mixaj (circa 100 ... 300 mV_{ef}), astfel încât problemele legate de brum sunt reduse

Montajul preamplificatorului este dat în fig. 1; reprezentarea lui a necesitat o suprafaţă mult mai mare decât aceea a plăcii (fig. 2). Dimensiunile plăcii au fost astfel alese, încât întregul preamplificator să poată fi montat uşor, împreună cu capsula microfonului, într-o carcasă confecţionată de noi înşine. Fig. 3 arata o propunere pentru execuţia practică. Drept alimentare serveşte o baterie compactă de 9 V, care are o durata de viaţă destul de lungă, mulţumită consumului redus al montajului (1,5 mA).

Fig. 1. Montajul preamplificatorului de microfon. Valorile date pentru R1, C3 şi R8 sunt valabile pentru capsula electret LBC 1055/00 Philips. Ele trebuie adaptate corespunzător tipului de capsulă utilizat.



2



Amplificarea depinde de raportul R7/R3; ea este în orice caz mai mare de 100. Deoarece capsulele de microfon cu electret furnizează deja tensiuni de semnal relativ ridicate, se poate reduce amplificarea prin alegerea unei valori scăzute pentru R7 (pe seama unui consum de curent puțin mai mare). Concomitent scade impedanța de ieșire (aproximativ egală cu R7), astfel încât pot fi conectate cabluri de legătură mai lungi, fără o atenuare observabilă a frecvențelor înalte. O eventuală modificare a punctului de funcționare (reglaj DC), se poate face prin alegerea unei alte valori pentru R6. Drept capsulă de microfon a fost ales tipul LBC 1055/00 Philips. Această capsulă este înglobată de fabricant și în propriile sale microfoane oferite complet. Prețul este de circa 10 DM. În ceea ce privește calitățile de audiție și cele măsurabile, ea este totuși net superioară microfoanelor cu cristal, cum sunt microfoa-

Fig. 2. Placa preamplificatorului de microfon din fig. 1. Dimensiunile au fost astfel alese încât amplificatorul, împreună cu capsula electret, să încapă în carcasa unui microfon de formă și dimensiuni obișnuite.

Fig. 3. Propunere pentru realizarea practică a carcasei de microfon (fără îndoială neconvențională). A fost utilizată o bucată de țeavă de plexiglas transparent împreună cu jumătatea unei strecurători de ceai.

Lista de componente

Rezistente
R1 = 2k2
R2 = 10 k
R3 = 47 Ω
R4 = 6k8
R5, R6 = 39 k
R7 = 4k7
R8 = 8k2
R9 = 120 k

Condensatoare
C1, C2, C5 = 2µ2 / 40V
C3, C4 = 47µ / 25V

Semiconductoare
T1 = BC549C
T2 = BC559C

Diverse
1 capsulă de microfon tip LBC1055/00 Philips
1 baterie 9 V
S1 = întrerupător 1 x unu
1 carcasă microfon

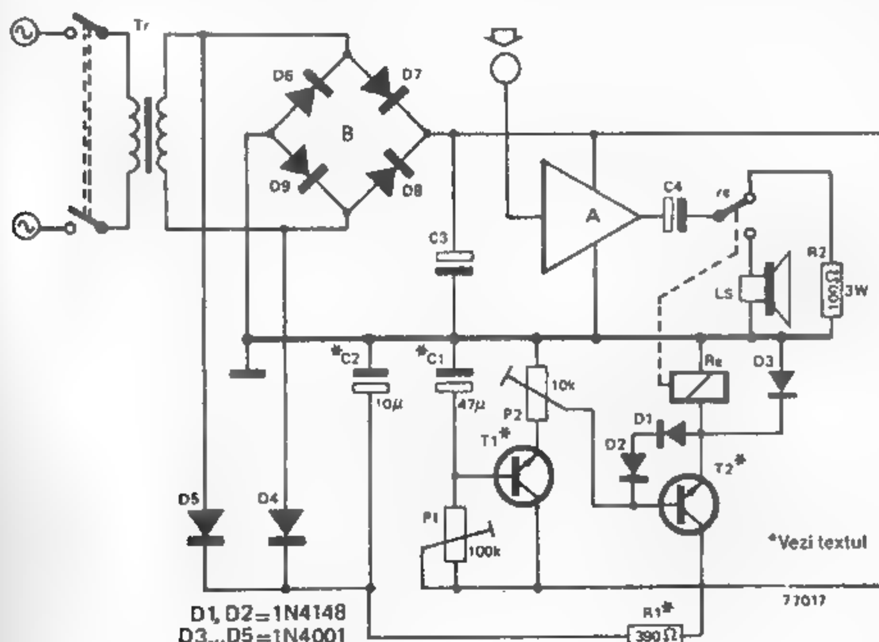
3

nele dinamice din clasa de preț mediu. Tensiunea de alimentare a adaptorului de impedanță integrat FET poate fi cuprinsă între 3,5 ... 10 V, curentul absorbit este de circa 0,4 ... 0,8 mA. Ca rezistență de separare, pentru o impedanță a sursei de circa 800 Ω, producătorul recomandă o valoare de 2k2 (R1 în fig.1). Caracteristica de frecvență evoluează între 100 Hz și 17 kHz, în interiorul domeniului de 3 dB. Un alt criteriu important al oricărui microfon este sensibilitatea; ea măsoară 6,3 mV/Pa (Pascal) la tipul de capsulă de microfon utilizat. Pa (Pascal) este unitatea de măsură pentru presiune și are valoarea: 1 Pa = 1 N/m² = 10 µbar. Sensibilitatea poate fi de asemenea exprimată în mV/µbar; ea măsoară 0,63 mV/µbar la LBC 1055/00. Pentru comparatie: pragul de auditie al auzului uman se situează în medie la o presiune a sunetului de 0,0002 µbar, pragul de durere la 200 µbar, adică cu 120 dB mai înalt. Tensiunea dată de capsulă poate urca din acest motiv până la 130 mV. Suprasolicitarea poate fi ocolită prin scăderea amplificării. La acest preamplificator pot fi conectate și obișnuitele microfoane dinamice. În acest caz, R8, C3 și eventual R1 sunt de prisos. Impedanța de intrare este neapărat egală cu impedanța formată din R2, R5 și R1 puse în paralel.

014 *Conectare automată pentru amplificator final*

Aparatul împiedică deteriorările boxelor cu difuzoare, deteriorări care se pot datora salturilor de tensiune provocate de conectarea și deconectarea amplificatorului. El reprezintă o alternativă la „Temporizarea comutării la amplificatorul JF" din publicația apărută în 1976. În comparație cu montajul dat acolo, această conectare automată nu necesită nici un întrerupător sau disjunctor și nici un al doilea releu.

Ambele diode, D4 și D5, produc, împreuna cu diodele D6 și D9 ale punții redresoare, o tensiune continuă ajutătoare care este netezită de condensatorul electrolitic C2. Componentele obisnuite au rolul ca, la conectarea rele-



ului, să lege difuzorul cu ieșirea amplificatorului abia după scurgerea unui interval de timp, iar această legătură este din nou întreruptă imediat după conectare.

Releul Re anclanșează, atunci când tensiunea pe bucla lui P2 a atins valoarea necesară anclanșării releului. Pentru aceasta trebuie totuși ca C1 să fi fost încărcat suficient prin potențiometrul P1. Curentul releului depinde de rezistența R1; el este egal cu diferența între tensiunea de alimentare și tensiunea pe bucla lui P2, împărțita prin valoarea lui R1 (T2 este în stare de conducție). R1 trebuie, în cazul dat, să fie ales în funcție de tipul releului utilizat. Diodele D1 ... D3 protejează contra vârfurilor de tensiune care pot apărea în bobina releului.

La deconectare, tensiunea ajutătoare de pe C2 scade mult mai repede decât tensiunea de alimentare a amplificatorului, deoarece C2 posedă doar o capacitate mică. De aceea, releul cade practic imediat și separă difuzorul de ieșirea amplificatorului, înainte de apariția tensiunilor tranzitorii la deconectare.

Dimensionarea condensatoarelor electrolitice C1 și C2 depinde atât de alegerea tranzistoarelor T1 și T2 cât și de mărimea tensiunii de alimentare. Ca tranzistoare, intră în discuție tipurile de mică putere.

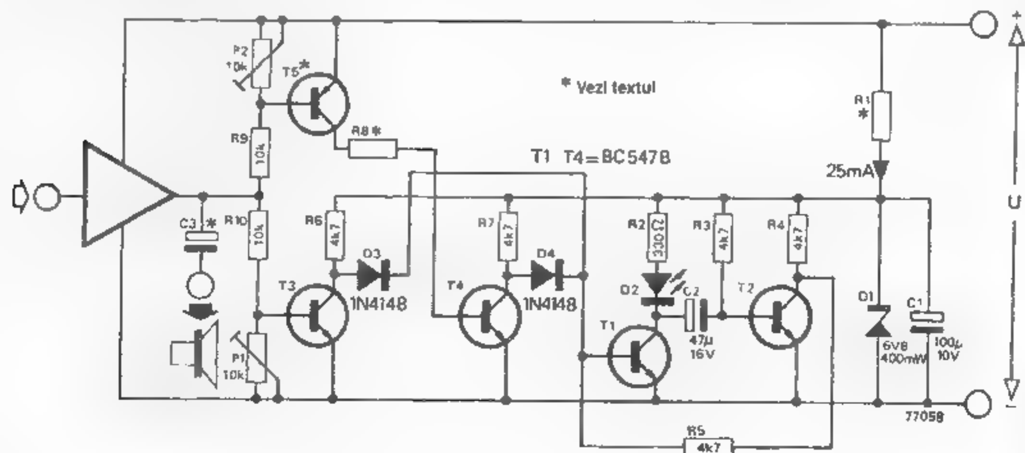
Temporizarea se poate regla cu P1; ea este de asemenea influențată de P2 și de mărimea tensiunii de alimentare.

(J. Rongen)

015 *Indicator clip*

Montajul indică evoluția tensiunii de ieșire a unui preamplificator sau a unui amplificator final față de cel mai înalt sau cel mai scăzut potențial al tensiunii de alimentare, prin aprinderea pentru un scurt timp a unui LED (clipit). Tensiunea de alimentare a amplificatorului este notată cu U în schemă; amplificatorul poate fi alimentat fie simetric (cu ±U/2 față de masă), fie asimetric (cu +U față de masă)

Tensiunea semnal de supravegheat trebuie să-și piardă efectul în fața eventualului condensator electrolitic C3 de ieșire al etajului final (desenat simbolic). Atunci când limitarea semnalului este cauzată de blocarea față de cel mai scăzut potențial de alimentare, tensiunea bază-emitor scade la T3 sub 0,6 V, astfel încât acest tranzistor se blochează. Multivibratorul monostabil constituit din T1 și T2 (în stare de repaus T1 se blochează în timp ce T2 conduce) primește un impuls trigger pozitiv prin dioda D3. Durata de basculare a monostabilului depinde de C2 și R3; ea măsoară circa



200 ms. În acest timp LED-ul D2 luminează și indică limita semnalului.

La o suprasaturare datorată celui mai înalt potențial de alimentare, tensiunea bază-emitor a tranzistorului T5, dependentă de R9 și P2, scade sub 0,6 V; T5 și T4 se blochează. Se obține și în acest caz, pe baza lui T1, un impuls trigger prin dioda D4. Monostabilul basculează, de aceea, în starea astabilă și la limita pozitivă a semnalului.

Pentru ca pragul trigger al monostabilului să fie păstrat constant, dioda Zener D1 produce o tensiune constantă ajutătoare. Rezistența R1 trebuie dimensionată astfel încât prin ea să treacă un curent de 20 ... 25 mA. Atunci când tensiunea U este mai mică de 45 V, pentru T5 este suficient un BC557B; pentru tensiuni de până la 65 V, se pretează un BC556. Prin R8 trebuie să treacă un curent de circa 1 mA.

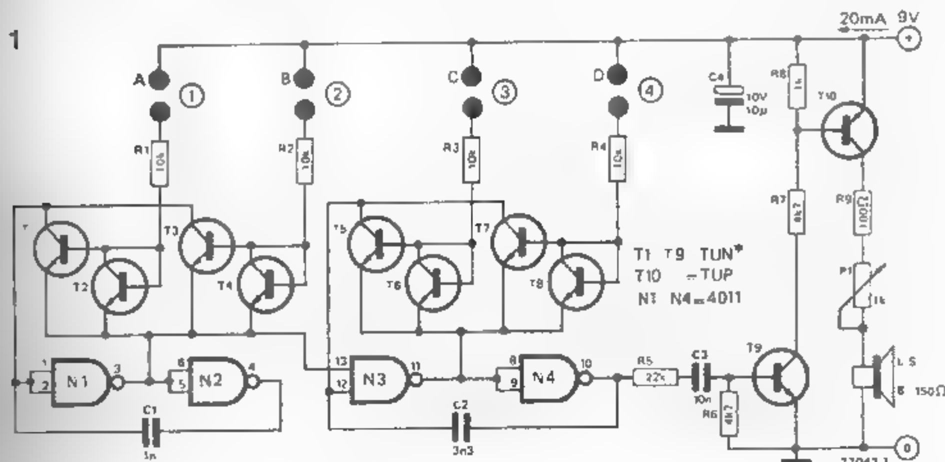
Reglajul indicatorului clip se poate realiza în modul cel mai rapid cu ajutorul unui osciloscop, a cărui intrare Y este legată în punctul R9/R10. În caz de nevoie este posibil un reglaj și „după ureche". Se fixează pragul de aprindere al indicatorului cu potențiometrul P1 la limita jumătății negative a curbei de semnal. Pentru această operație, dioda D4 trebuie îndepărtată temporar. Pragul de aprindere la limita pozitivă depinde de P2. Pentru a-l regla pe acesta, D4 trebuie reintrodusă, iar D3 trebuie îndepărtată temporar. Când limita semnalului de ieșire al amplificatorului este fixată la o tensiune cu 0,6 V mai mare decât cel mai înalt potențial de alimentare, se poate renunța la P1, respectiv P2.

016 *Flauteză*

Flauteza este o puțin cunoscută, dar cu adevărat originală „cutie neagră" care, în funcție de rezistența între mai multe perechi de electrozi, produce sunete de flaut de un fel aparte. Rezistența existentă între doi electrozi poate fi constituită, de exemplu, de corpul unei persoane care atinge contactele într-un mod oarecare. Un sunet încă și mai original ia naștere atunci când cele patru perechi de electrozi sunt scurtcircuitate în combinațiile dorite, cu diverse obiecte metalice cum ar fi linguri, furculițe, cuțite. Dacă se folosesc aceste obiecte concomitent cu destinația lor originară, atunci va avea loc o originală masă de prânz de patru persoane ca spectacol culinaro-muzical.

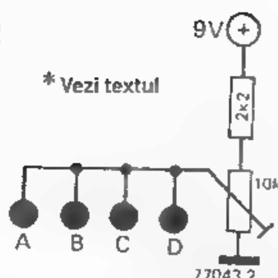
Montajul (fig. 1) lucrează cu două oscilatoare comandate în curent (discutate în alt loc în această carte), în care primul oscilator CCO servește drept circuit de declanșare al celui de al doilea. La acest tip de montaj pot să apară

1



ușor fenomene de sincronizare, astfel încât chiar și la utilizarea lui de către patru persoane sunetele care iau naștere sunt încă muzicale.

În mod normal, pentru T1 ... T8 pot fi utilizate tranzistoare TUN. Dacă totuși rezistența dintre electrozi este foarte mare, atunci frecvența de ieșire rămâne în domeniul inferior. În acest caz sunt adecvate tranzistoare cu amplificare mare în curent (de ex.: BC549C, BC 414C, BC109C). Se poate realiza o rezistență mare, de exemplu, atunci când nu numai una, ci două persoane „conectate" în serie vor să se lanseze într-un program. Dacă dimpotrivă, rezistența între perechile de electrozi este redusă, atunci contactele A, B, C și D sunt conectate la un divizor de tensiune (vezi fig. 2). Frecvența de bază depinde în această situație



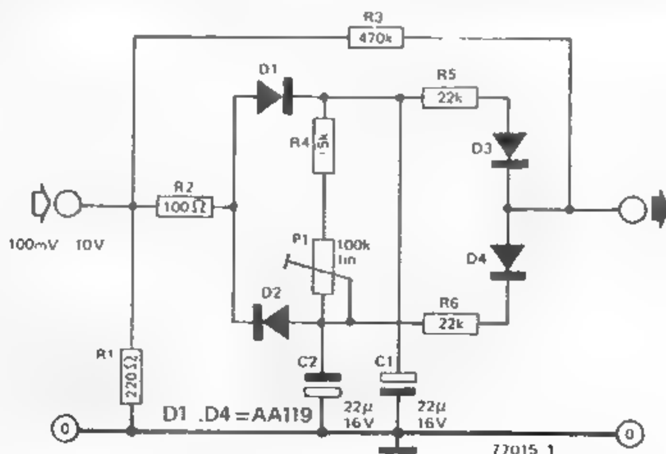
de poziția potențiometrului semireglabil.

Deoarece montajul poate ajunge în contact direct cu corpul uman, el trebuie să fie alimentat de la o baterie. Curentul absorbit, la amplitudinea maximă a semnalului, măsoară circa 20 mA.

017 *Compresor dinamic alimentat prin semnal*

Acest compresor dinamic este potrivit în primul rând pentru a reduce la un nivel mai scăzut semnale relativ mari, din surse de rezistență joasă. Ne gândim la semnalele de la ieșirea difuzoarelor, care uneori sunt legate direct cu o intrare, de exemplu a unui casetofon recorder. Procedeul menționat duce de cele mai multe ori la o suprasolicitare a etajului de intrare și are ca urmare o înregistrare mai mult sau mai puțin distorsionată. În această situație, vine în ajutor compresorul descris aici. Particularitatea compresorului constă în aceea că nu este necesară nici o tensiune de alimentare externă; puterea necesară funcționării este câștigată din semnalul de ieșire.

Din montaj reiese că semnalul de intrare prin D1, respectiv prin D2, este redresat atât pozitiv cât și negativ. Semnalul redresat comandă atenuatorul construit cu D3, D4, R5 și R6. Diodele cu germaniu sunt în mod clar cele mai potrivite pentru compresor. Cu toate acestea, la o dimensionare corectă a rezistențelor R5 și R6, se pot obține rezultate satisfăcătoare și cu diode de siliciu. Alegerea a căzut aici asupra



diodelor cu germaniu tip AA119. Montajul a fost astfel conceput încât diodele atenuatorului, D3 și D4, să lucreze în interiorul domeniului dat de tensiunea de intrare, exclusiv în partea neliniară a caracteristicii lor.

Timpul de creștere a frontului de atac al compresorului rămâne fix; el depinde, între altele, de impedanța la ieșire a sursei de semnal. Valoarea cea mai redusă a rezistenței R2 indică deja că impedanța sursei trebuie să fie pe cât posibil mai mică. Timpul de cădere poate fi reglat, în interiorul anumitor limite, cu potențiometrul P1.

Dacă sunt satisfăcute toate cerințele de calitate menționate, atunci rezultă, cu doar câteva componente, un compresor util, care într-un domeniu al tensiunilor de intrare cuprins între 100 mV și 10 V(!) generează un semnal de ieșire aproape constant de 70 mV.

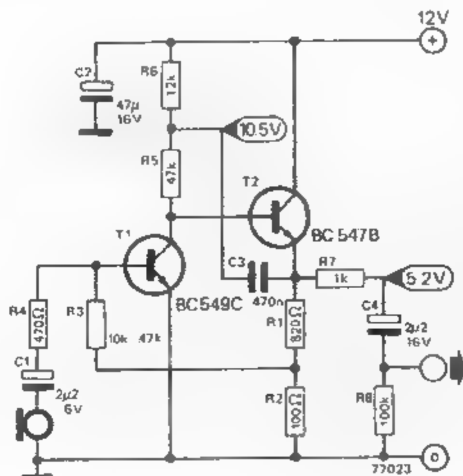
018 *Preamplificator de microfon cu zgomot redus*

Acest preamplificator de microfon, convențional, este adecvat în special pentru conectarea microfoanelor cu rezistență ohmică redusă; el se distinge printr-un domeniu larg de funcționare și un zgomot redus. Amplificarea maximă este de circa 200; ea poate fi adaptată la valoarea semnalului dat de microfon cu ajutorul rezistenței R3.

Zgomotul scăzut depinde, între altele, de acordul precis al impedanței de intrare. Rezultatele optime sunt, din acest motiv, de așteptat numai atunci când impedanța microfonului este cuprinsă între 500 și 600 Ω. La microfoanele de 200 Ω, R4 trebuie redus la 220 Ω, în timp ce C1 capătă valoarea de 4µ7.

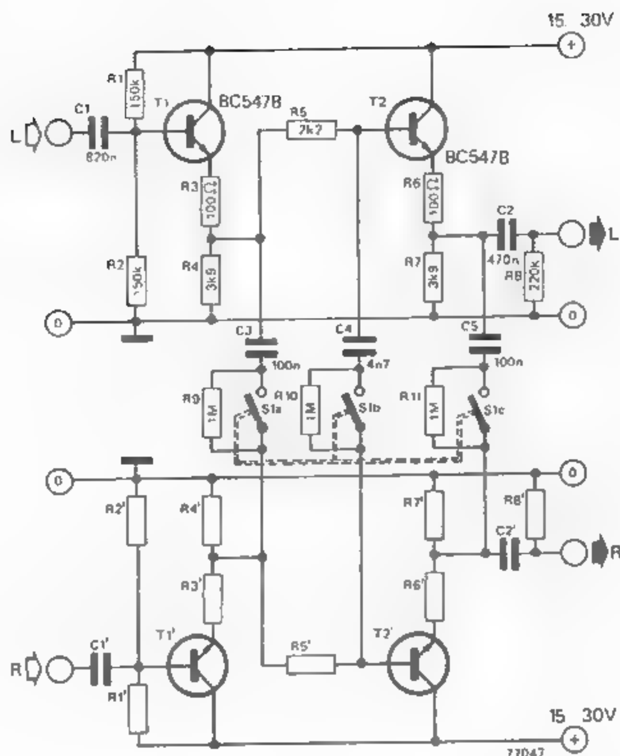
Cine vrea să „scoată totul" din montaj, poate utiliza rezistențe cu peliculă metalică pentru R3 ... R6, iar pentru condensatorul C1, mai multe condensatoare MKM conectate în paralel.

Alte câteva date tehnice: cu un semnal de intrare de 3 mV (tensiune vârf la vârf), a fost măsurată o tensiune de ieșire de 800 mV (tensiune vârf la vârf). Tensiunea maximă de ieșire măsoară 10 V_{vv}; la intrare sunt necesari 50 mV_{vv}. Domeniul de frecvențe variază liniar între 50 Hz și 100 kHz.



019 *Atenuator stereo de zgomot*

Recepția emisiunilor stereo îndepărtate în domeniul FM este tulburată de cele mai multe ori de zgomote care dispar în cea mai mare parte după comutarea pe mono. Cauza acestui efect este faptul că, la recepția stereo, cea mai mare parte a zgomotelor din canalul stâng sunt în antifază cu cele din canalul drept. După conectarea în paralel a ambelor canale, aceste părți de zgomot se anulează reciproc. Atunci când ambele canale nu sunt conectate pe întreaga bandă de frecvență, ci sunt conectate numai la frecvențe înalte, pe de o parte zgo-



motul scade vizibil, iar pe de altă parte, impresia de sunet stereo obținută este mai pronunțată. Problema enunțată este preluată de atenuatorul stereo de zgomot.

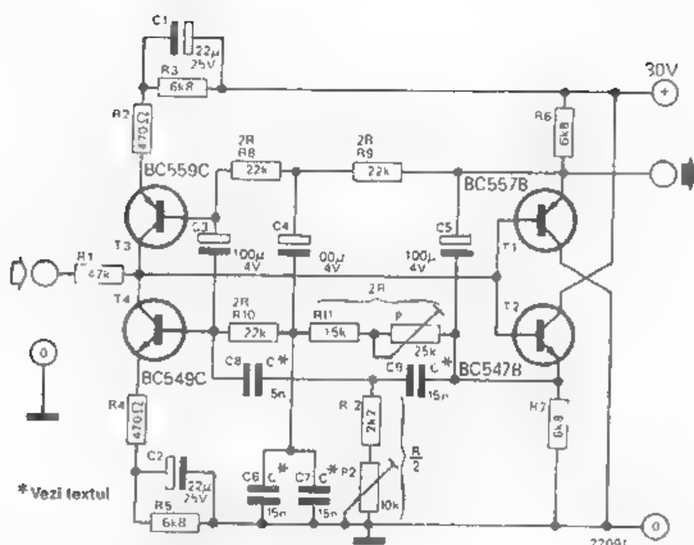
Montajul constă din două repetoare pe emitor per canal. Prin comutatorul S1abc, pot fi legate trei puncte de comutare ale unui canal cu punctele de comutare (intercalate) ale celuilalt canal, peste condensatoarele C3, C4 și C5. Rezistențele R9, R10 și R11 atenuează eventualele „pârâituri".

Pentru componentele în antifază, a căror frecvență se găsește deasupra a 8 kHz, montajul acționează ca punte între canalul stâng și cel drept, ele fiind astfel scurtcircuitate. Din contră, componentele sincrone ajung fără probleme pe frecvența lor la ieșirile corespunzătoare.

Frecvența preluată stereo-mono poate fi coborâtă la jumătate (4000 Hz), de exemplu prin dublarea valorilor condensatoarelor C3, C4 și C5.

020 *Filtru selectiv cu circuit dublu T*

Schema conține un repetor pe emitor complementar (T1 și T2), care este comandat prin rezistența R1. Emitorul lui T1 (sau T2) constituie ieșirea; componenta continuă a semnalului de ieșire poate fi blocată printr-un condensator dublu. Ieșirea montajului se face printr-un circuit în dublu T (P1, P2, R8 ... R12, C6 ... C9) legat cu amplificatorul compensat T3/T4, a cărui amplificare este A = 2R1/R2 = 2R1/R4. Semnalele cu frecvența f_0 = 1/RC nu sunt lăsate să ajungă la amplificatorul compensat de către circuitul în dublu T, ele apar practic nea-



tenuate la ieșire. Toate celelalte frecvente, dimpotrivă, sunt atenuate

Atenuarea maximă la frecvențe foarte înalte și foarte joase este egală cu 1/A. Factorul de calitate Q se găsește la A/4, atenuarea nu este totuși infinit de mare la nici o frecvență Distorsiunile sunt deosebit de reduse datorită treptelor de balans T1/T2 și T3/T4. Filtrul poate să servească de aceea drept bază de timp pentru un generator sau un filtru.

Cu potențiometrele P1 și P2 se reglează circuitul în dublu T pe tensiunea maximă de ieșire la frecvența f_0. Cu R = 11 k și C6...C9 = 15 n rezultă o frecvență de filtrare de circa 1 kHz.

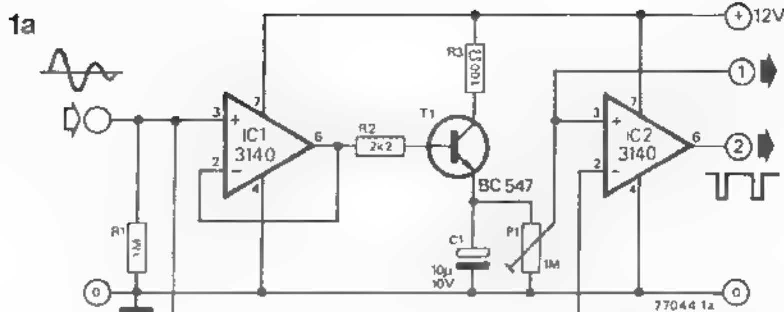
021 *Circuit pentru nivel auto-triggerabil*

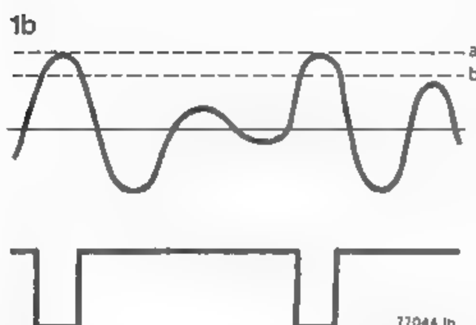
La osciloscoape, numărătoare de frecventă si alte asemenea aparate, se pune de cele mai multe ori problema de a găsi un buton cu care sa se poată regla pragul trigger. Reglajul pretinde de regulă o atenție crescută, deoarece el trebuie realizat cu foarte multă grijă. O reglare automată la diverse semnale de intrare apare de aceea ca fiind foarte utilă

Montajul prezentat aici depășește principial această temă; felul cum construcția devine un aparat corespunzător în cea mai mare măsură scopului, trebuie decis de la caz la caz.

Semnalul de intrare este condus către repetorul de tensiune IC1, astfel încât condensatorul C1 se încarcă prin T1 la înălțimea vârfului tensiunii de semnal. Aceasta nu se poate întâmpla instantaneu, de aceea cea mai scurta durată a impulsului semnalului de intrare măsoară 1,5 μs.

Tensiunea existentă pe C1 este redusă cu potențiometrul P1 și apoi este folosită ca tensiune de referință pentru montajele trigger existente în aparat. Atunci când tensiunea pe C1 trebuie să-și atingă valoarea sa maximă, este necesar ca la ieșirea 1 să existe o impedanță relativ mare în paralel cu P1. Triggerarea poate avea loc și prin impulsul trigger realizat cu IC2. Dacă se leagă intrarea inversoare a lui IC2 cu ieșirea sa, atunci acest etaj lucrează ca repetor de tensiune. La ieșirea 2 se găsește tensiunea de referință care poate fi de asemenea încărcată suplimentar





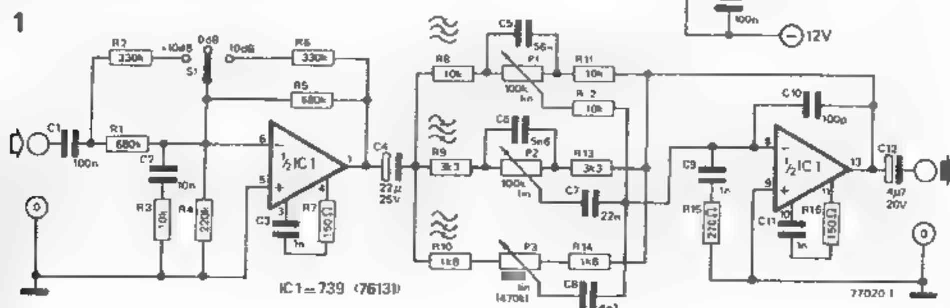
În fig. 1b este dat ca exemplu un semnal de intrare care reprezintă tensiunea de referință reglată cu P1(b) și tensiunea de vârf corespunzătoare existentă. Rapoartele tensiunilor rămân egale, independente de amplitudinea semnalului de intrare, astfel încât linia b (tensiunea de referință) taie continuu în același punct curba semnalului de intrare și în acest mod s-a obținut o triggerare stabilă.

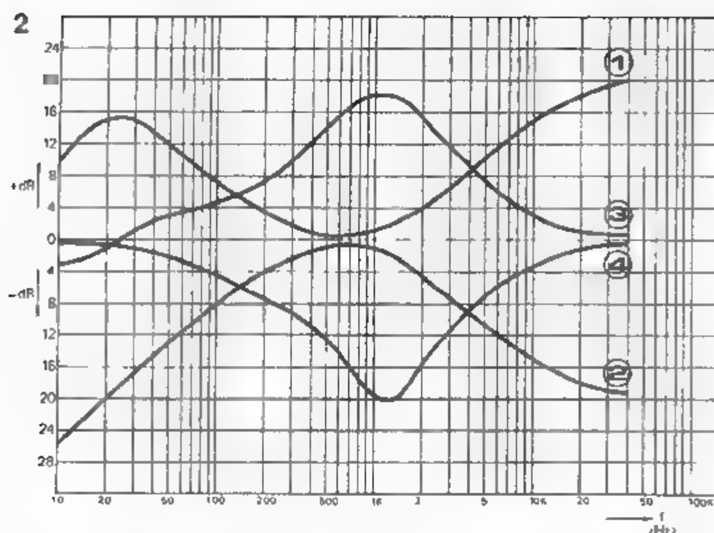
Limita de frecvență inferioară, la care montajul lucrează încă ireproșabil, se găsește la 1 Hz. Tensiunea de intrare nu are voie să depășească 7 V, altminteri amplificatorul operațional și tranzistorul pot fi distruse. O diodă Zener de 6,8 V în paralel cu R1 oferă aici o protecție eficientă.

Curentul preluat de montaj este foarte redus, el măsurând, fără IC2, numai 1 mA la 12 V. Valoarea tensiunii de alimentare nu este critică

022 *Preamplificator pentru doză redare sunet*

Cu numai un circuit integrat și alte câteva componente putem realiza un preamplificator excepțional pentru doza de sunet de la chitară. La intrare se găsește un amplificator operațional, a cărui amplificare este comutabilă în trei trepte: −10 dB, 0 dB, +10 dB. Prin aceasta, este posibil să se conecteze și acele picupuri





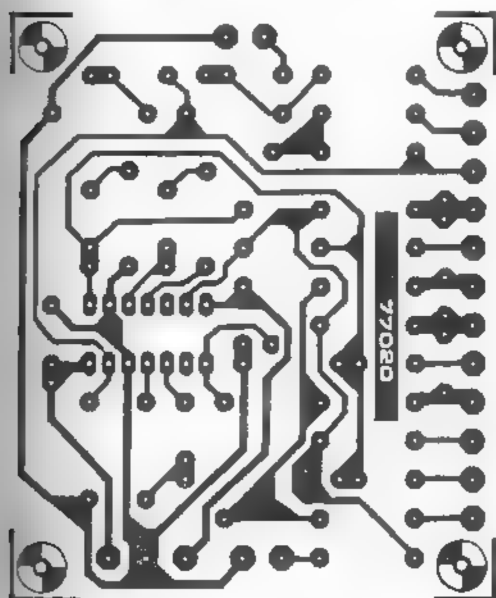
care generează doar o tensiune scăzută. După acesta, urmează un corector de ton triplu, care este avantajos atunci când cele mai multe elemente ale receptorului de sunet din chitară nu sunt liniare pe întregul domeniu al frecvențelor. Amplificările de tensiune la diferite frecvențe pot fi egalizate datorită marilor posibilități de reglaj. Deoarece amplificarea corectorului de ton poate fi variată cu ajutorul comutatorului

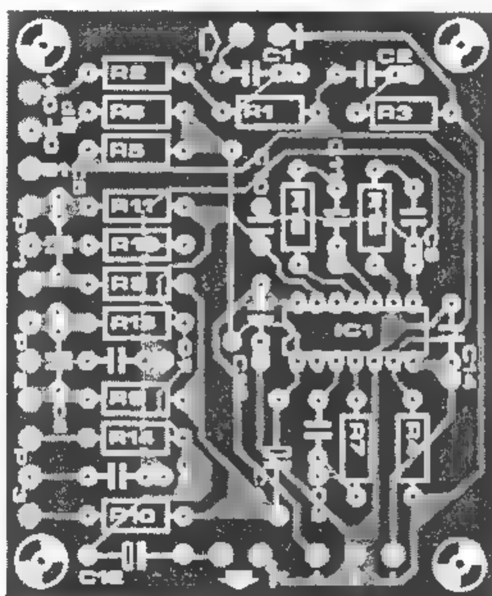
①= Frecvențele înalte și cele joase sunt amplificate puternic

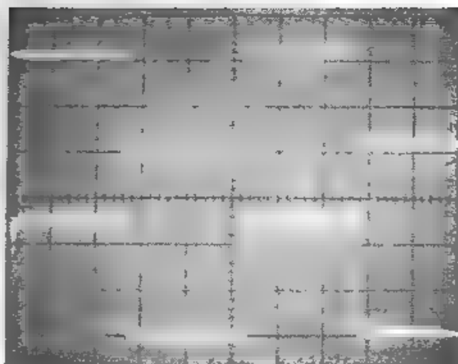
②= Sunt amplificate frecvențele medii

③= Frecvențele medii sunt amplificate puternic.

④= Frecvențele medii prezintă un minim.





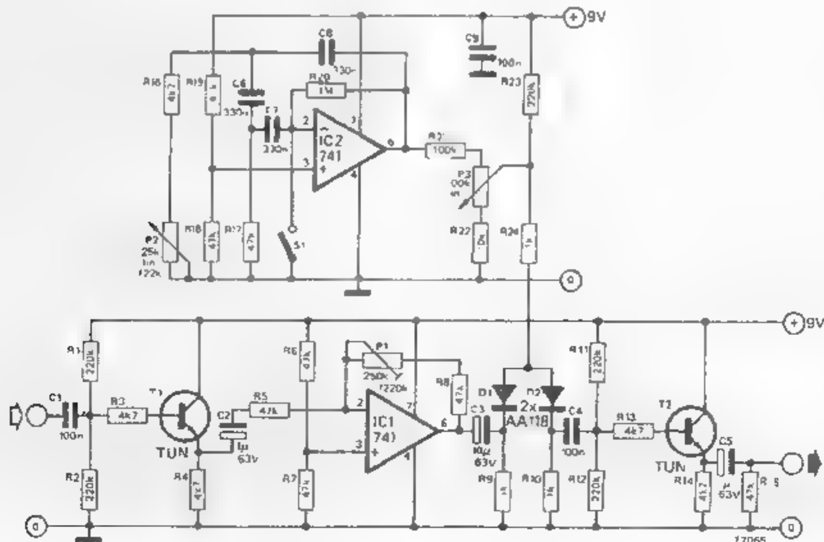


S1, se poate realiza ușor o reacție inversă între chitară și instalația amplificatorului, atunci când se aduce chitara în apropierea difuzorului. Acest efect, foarte apreciat în cercurile muzicale, numit și „chitara care cântă", poate fi realizat de regulatorul de sunet descris aici, deja la puteri de amplificare de 20 W. Elementul de corecție R3, C2 reduce procesele tranzitorii care iau naștere la conectarea în reacție inversă dintre difuzor și chitara.

Deoarece montajul, datorită amplificatorului operațional utilizat, este foarte sărac în zgomot, poate fi utilizat și ca un corector de ton pentru aparatele HiFi. Oscilograma arată forma bună a semnalului dreptunghiular realizat de montaj la o frecvență de intrare de 1 kHz. Domeniile măsurate peste și sub această frecvență, la diferite poziții ale potențiometrului, demonstrează vizibil graficul ilustrat aici.

023 *Tremolo*

Tremolo-ul este un aparat de efect și aparține deja de multă vreme inventarului de toate zilele al muzicianului. Un tremolo ia naștere atunci când, de exemplu, un semnal de chitară cu frecvența de 1 Hz ... 10 Hz este modulat în amplitudine. Cea mai bună impresie de sunet rezultă atunci când tensiunea de modulare variază sinusoidal, așa cum este cazul în montajul de față. Semnalul de joasă frecvență ajunge prin adaptorul de impedanță la amplificatorul operațional IC1 al cărui factor de amplificare poate fi reglat cu potențiometrul P1. Cu amplificatorul operațional IC2, se realizează un generator sinusoidal, a cărui frecvență poate fi reglată de la 1 Hz la 10 Hz cu ajutorul potențiometrului P2.



Modulatorul cu diode (D1, D2) multiplică semnalul de joasă frecvență cu semnalul generatorului sinusoidal. Pe rezistența R10 ia naștere o tensiune modulată în amplitudine. Gradul de modulare poate fi reglat cu potențiometrul P3. Pentru a elimina reacțiile de la ieșirea montajului asupra modulatorului, a fost prevăzut repetorul pe emitor T2. Generatorul sinusoidal poate fi deconectat cu întrerupătorul S1, astfel încât la o reglare corectă a potențiometrului P1, montajul să aibă o amplificare de exact 0 dB.

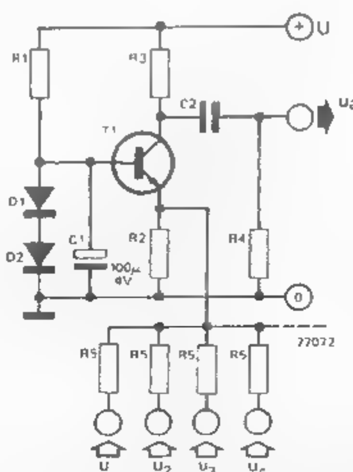
024 *Etaj de mixare cu un tranzistor*

Tranzistorul T1 este conectat într-un montaj cu bază comună, cu emitorul comandat în curent. Aproape întregul curent de comandă trece din nou prin colector. Cu ajutorul lui R1, D1 și D2, condiția ca R2 să fie mai mare ca 1/S (S = panta lui T1) este satisfăcută aproape automat. Emitorul poate servi ca masă virtuală pentru un montaj de mixare, așa cum este el necesar, de exemplu, într-un pupitru de mixaj

Liniaritatea montajului depinde aproape exclusiv de liniaritatea factorului de amplificare în curent: $\alpha = h_{fe}/(h_{fe} + 1)$. Tensiunea de ieșire este egală cu R3/R5 x (u1 + u2 + u3 + ...)

Pentru dimensionare sunt valabile următoarele formule. curentul de colector al tranzistorului rezultă din i = 0,6 V / R2. Pentru o excitare maximă trebuie îndeplinită condiția R3 = U / 1 2 V. Rezistența R5 se obține din R3 înmulțit cu n (numarul de intrări).

Exemplul următor trebuie să servească pentru clarificare: dacă R2 = 680 Ω, curentul de colector este de circa 1 mA. Dacă U = 15 V



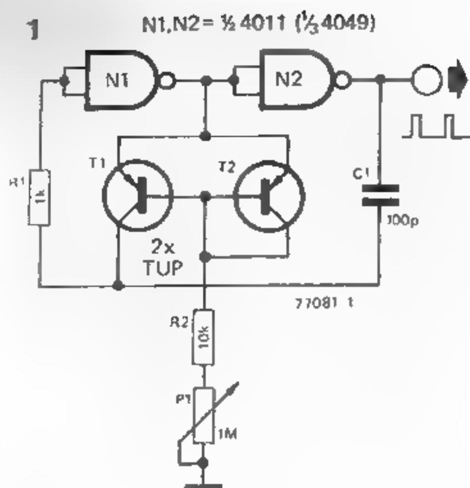
rezultă valoarea de 8k2 pentru R3 ; R5 capăta valoarea de 33 k pentru patru intrări. Bineînțeles, montajul poate fi dimensionat și în alte moduri.

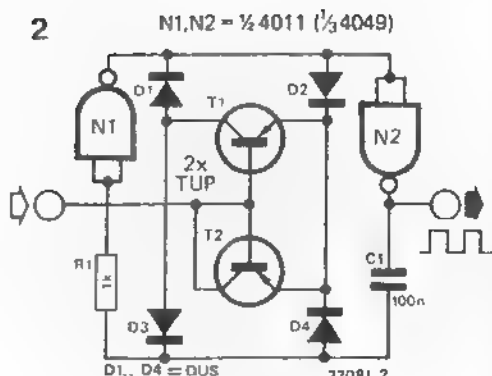
025 *Oscilator comandat în curent (OCC) cu 4011*

Putem realiza un CCO (Current Controlled Oscillator) simplu, cu numai două porți inversoare 4011 sau 4049.

Este vorba, în principiu, de cunoscutul montaj al oscilatorului construit cu două porți. Rezistența de încărcare, respectiv descărcare, a condensatorului C1 este totuși înlocuită aici cu două tranzistoare. Ambele tranzistoare constituie o oglindă de curent, respectiv curenții de colector ai lui T1 și T2 sunt egali (la caracteristici identice ale tranzistoarelor). Încărcarea lui C1 are loc la fel ca de obicei. Ieșirea lui N2 devine „1" logic.

Curentul de descărcare (ieșirea lui N2 este „0") circulă totuși în direcție opusă prin T1, curentul de colector trece spre emitor și curentul de emitor spre colector. T2 se blochează imediat ce tensiunea de alimentare nu este mai mare de 5 V. La tensiuni de alimentare mai mari, joncțiunea bază-emitor a lui T2 conduce, astfel încât T2 conduce și el. Cu tranzistoare de tip BC 557 A, domeniul de frecvențe ajunge





la 4 ... 100 kHz pentru o tensiune de alimentare de 5 V.

Este clar că T2 este utilizat, în conexiunea cea mai simplă, într-un mod oarecum neobișnuit. Fig. 2 prezintă montajul complet cu 4 diode. Ambele tranzistoare se găsesc într-o punte cu diode, astfel încât curentul circulă continuu în aceeași direcție prin oglinda de curent, de aceea el este activ în ambele jumătăți de perioadă

Dacă dorim să facem ca oscilatorul să fie comandat în curent (current controlled), atunci montajul oglindă de curent trebuie să fie comandat de o sursă de curent modificată

La montajul cu punte din diode există posibilitatea de a utiliza și elemente asimetrice de curent, precum fotodiodele sau fototranzistoarele.

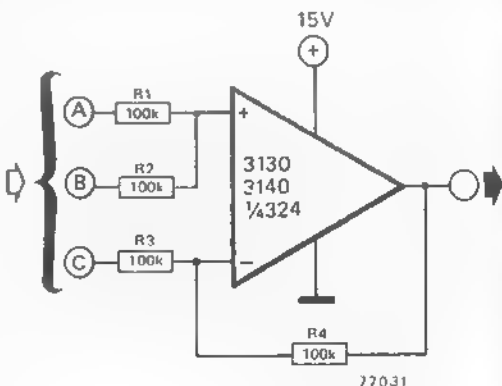
026 *Adaptor de nivel*

La montajele de măsură și de afișare, este adeseori necesar să transpunem variațiile de tensiune într-un alt domeniu. În asemenea cazuri, poate fi util adaptorul de nivel prezentat aici

Un exemplu clarifică modul de funcționare: la „comutatorul cu 2 canale cu UAA 170" (prezentat într-o altă parte a acestei cărți) trebuie adăugată o tensiune de 5 V la tensiunile de intrare; 0 V devine 5 V, 1 V devine 6 V ș.a.m.d Intrarea C a adaptorului de nivel se găsește la masă; intrarea A primește „tensiunea de translație" de 5 V, în timp ce B servește ca intrare de comandă

O tensiune de 3 V în B are, de exemplu, ca urmare o tensiune de 4 V la intrarea amplificatorului operațional. Amplificatorul operațional se comportă acum în așa fel încât la intrarea inversoare se găsește aceeași tensiune ca la intrarea neinversoare. Deoarece intrarea C este legată la masă, pe rezistența R3 cad 4 V. Pe R4 trebuie să existe de asemenea o tensiune de 4 V; de aceea, tensiunea la ieșire măsoară 8 V (5 V + 3 V)

Dacă tensiunea de comandă trebuie transpusă la un nivel mai scăzut, atunci intrările B și C



se inversează Tensiunea de 5 V este înjumătățită (B este legat acum la masă), astfel încât la intrarea neinversoare există 2,5 V. Pe R3 cade o tensiune de 0,5 V; tensiunea de ieșire măsoară, prin urmare, 2 V (= 5 V – 3 V).

Valoarea rezistențelor R1 ... R3 depinde numai de caracteristicile amplificatorului operațional și de rezistența de intrare dorită. Cea din urmă trebuie să fie în orice caz cu mult mai mare (cel puțin de 10 ori) decât rezistența de ieșire a etajului care comandă nivelul de adaptare.

Se pot utiliza aproape toate tipurile de amplificatoare operaționale atunci când domeniul „modului comun", la o alimentare asimetrică, nu este depășit. Se poate folosi, de exemplu, și un 741; însă deoarece acest tip nu mai lucrează corect atunci când tensiunile de intrare coboară sub 1,5 V, el trebuie să fie alimentat simetric.

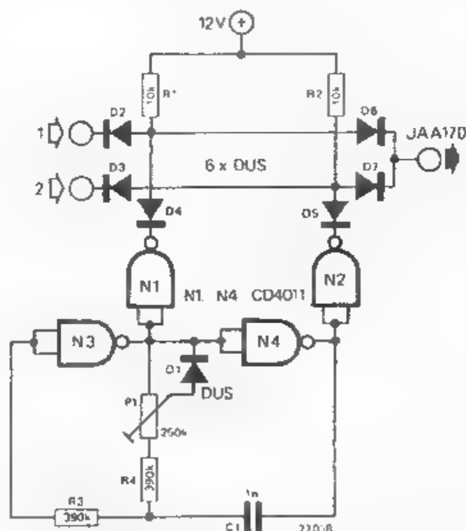
027 *Comutator cu două canale pentru UAA 170*

Ideea care stă la baza acestui montaj este următoarea: UAA 170 permite aprinderea unui număr de 16 LED-uri, în funcție de tensiunea de comandă. La multe aplicații nu sunt necesare totuși toate cele 16 LED-uri; 8 LED-uri sunt suficiente, de cele mai multe ori. Restul de ieșiri rămân neutilizate, deși UAA 170 nu face parte din categoria celor mai ieftine circuite integrate. Montajul dă posibilitatea comandării independente a 2 x 8 LED-uri cu numai un singur circuit integrat. Cele două intrări sunt conectate alternativ prin diode la intrarea circuitului UAA 170. Comanda acestui comutator electronic se realizează cu un oscilator simplu constituit din două porți MOS. Dioda D1 și potențiometrul P1 sunt adăugate pentru a se putea influența raportul de umplere (raportul impuls/pauză). Se poate echilibra astfel luminozitatea ambelor grupe de LED-uri. Atunci când este posibil doar un reglaj în contracurent, dioda D1 trebuie inversată.

Este important ca tensiunile de intrare să nu acopere ambele domenii deoarece, în caz contrar, ambele indicatoare cu LED-uri vor „curge unul într-altul".

Pentru împărțirea în două indicatoare independente, este necesar ca tensiunea de comandă 1, de exemplu, să varieze între 0 și 5 V, iar tensiunea de comandă 2 să varieze între 5 și 10 V. Când sunt disponibile doar două tensiuni de comandă în domeniul 0 ... 5 V, atunci la una din ele trebuie adăugată tensiunea de 5 V. Aceasta se poate realiza foarte simplu cu „adaptorul de nivel" descris în montajul precedent (26).

Rezistența de intrare depinde de R1, respectiv R2, și măsoară neapărat 10 k per canal



În cele mai multe cazuri, valorile ambelor rezistențe pot fi mărite în măsura în care este dorit o rezistență de intrare mai mare.

Montajul absoarbe un curent de 2 mA la o tensiune de alimentare de 12 V. Frecvența de comutare este de 1 kHz; ea poate fi ridicată sau coborâtă prin modificarea valorii lui C1.

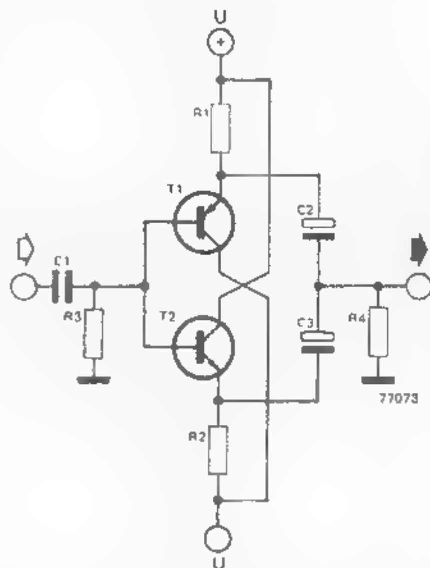
Montajul cu două canale descris aici poate fi legat direct cu montajul publicat în articolul „DAM" (Elektor, feb. 1976). La ambele montaje trebuie să fim atenți la faptul că tensiunea maximală a lui UAA 170 este de 6 V; aici este dat cazul interconectării unui divizor de tensiune. Montajul poate fi realizat cu UAA 180.

028 *Repetor pe emitor complementar*

Montajul oferă o alternativă interesantă pentru conceperea unui buffer (etaj de adaptare impedanță) sau a unui etaj final de mică putere cu zgomot redus. Curentul de repaus depinde aici exclusiv de tensiunea de alimentare și de rezistența R1 (pentru T1), respectiv rezistența R2 (pentru T2), în timp ce la montajul standard, după cum se știe, ambele conexiuni ale bazelor sunt legate împreună prin diode. Aceste diode, la montajul standard, acționează defavorabil asupra impedanței de intrare; este ca și cum s-ar utiliza principiul bootstrap; curentul de repaus se împrăștie considerabil.

În acest montaj, curentul de repaus din T1 este egal cu (U – 0,6 V)/R1, iar curentul de repaus din T2 este egal cu (U – 0,6 V)/R2; R1 și R2 au în mod normal aceeași valoare. Dimensionarea condensatoarelor C2 și C3 depinde de rezistența de sarcină R4 și de cea mai scăzută frecvență de lucru. Când factorii de amplificare în curent ai tranzistoarelor T1 și T2 sunt egali, la fel ca și rezistențele R1 și R2, atunci pe R3 nu există nici o tensiune continuă; în acest caz C1 poate lipsi. Dacă montajul este comandat cu un amplificator operațional, se poate de asemenea renunța la C1 și la R3.

Repetorul pe emitor complementar ar trebui să fie comandat ca buffer sau etaj final în



clasă A. Puterea de ieșire debitată pe R4 măsoară atunci:

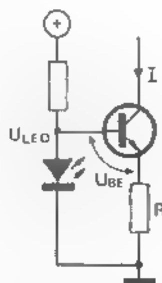
$$P = i^2 \cdot R4\text{, unde } i = \frac{U - 0{,}6\ V}{R},$$

atâta timp cât R4 este neglijabil de mic față de R = R1 = R2.

029 *LED-ul ca diodă de referință*

Căderea de tensiune pe un LED este, în funcție de tip, între 1,4 și 2,2 V, la un curent prin LED de 5 ... 10 mA. Dacă temperatura crește cu 1 °C, atunci tensiunea scade (la curent constant) cu circa 1,5 mV. Coeficientul de temperatură are prin urmare valoarea de –1,5 mV/°C. Acest comportament poate fi utilizat pentru realizarea unei surse de curent constant (vezi fig.) aproape complet independentă de temperatură. Coeficienții de temperatură ai LED-ului și joncțiunii bază-emitor sunt aproape egali, astfel încât se anulează reciproc.

Pentru curentul de colector este valabilă următoarea relație: $I = (U_{LED} - U_{BE})/R$.



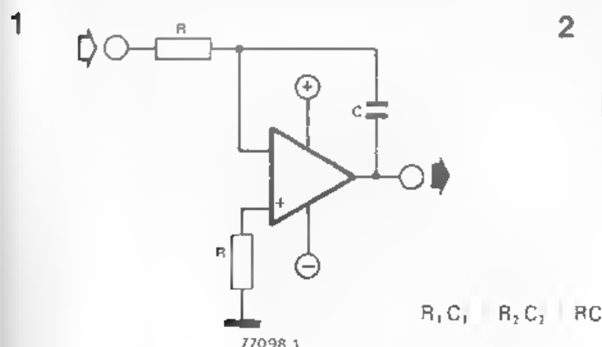
Să fim atenți la faptul că tensiunea U_{LED} poate fi diferită pentru fiecare tip de LED.

030 *Integrator neinversor*

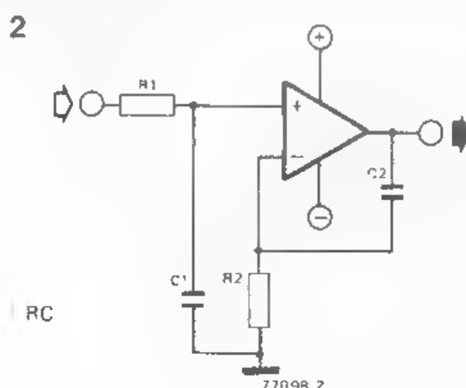
În montajul integrator utilizat în mod obișnuit (fig. 1), condensatorul C este legat la masa virtuală, ieșirea amplificatorului operațional este din acest motiv încărcată pozitiv. Acest lucru poate acționa defavorabil asupra stabilității și poate influența comportamentul semnalului mare („slew rate") al montajului.

Când caracterul inversor al integratorului este mai puțin important, atunci alternativa dată în fig. 2 poate fi și ea utilă. Față de montajul din fig. 1, integratorul din fig. 2 nu mai inversează. Rezistențele R1 și R2 trebuie să aibă, la fel ca și condensatoarele C1 și C2, valori egale. Dacă se schimbă atât R1 și C1 cât și R2 și C2, se obține un diferențiator neinversor.

1

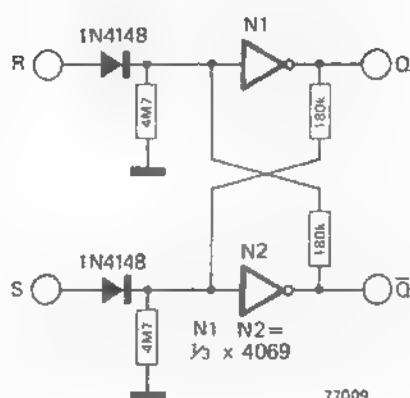


2



031 *Multivibrator RS cu inversor*

Un multivibrator este construit de cele mai multe ori cu două porți NAND. În locul porților putem totuși utiliza inversoare. Figura arată un multivibrator cu 2 inversoare CMOS. În contrast cu multivibratorul NAND, inversorul multivibrator bistabil trebuie acționat și readus în poziție inițială cu impulsuri pozitive; în stare de repaus, la intrările inversorului se găsește un „0". Ambele ieșiri, Q și $\overline{Q}$, sunt inversate față de multivibratorul NAND. Dacă la ieșirea Q se găsește un „0", atunci, la un impuls pozitiv la intrarea S, ieșirea inversorului de jos devine „0", acest „0" ajunge prin rezistența de 180 k la intrarea inversorului de sus (la această intrare exista înainte un „1", deoarece $\overline{Q}$ era în prealabil „1"). Ca urmare a acestui fapt, la ieșirea lui Q apare un „1". Acest „1" ajunge, prin cea de a doua rezistență de 180 k, la intrarea inversorului de jos, astfel încât starea montajului se menține chiar și după îndepărtarea impulsului de acționare.



(RCA)

032 PLL cu 4011

Deoarece circuitele integrate monolitice PLL (Phase Locked Loop – circuit cu calare pe fază) sunt încă scumpe, s-a căutat o alternativă favorabilă ca preț, fără a se utiliza un număr prea mare de elemente constructive. S-a dorit numai ca această alternativă să fie potrivită pentru un anume scop.

S-a realizat un oscilator comandat în curent (CCO) cu două porți MOS-NAND. Prin aceasta, o poartă pentru comparatorul de fază și una pentru amplificarea semnalului au rămas neutilizate. Puterea montajului realizat este surprinzător de mare.

Caracteristicile montajului sunt următoarele:

Domeniul de frecvență (cu P2 reglabil), circa 25 ... 800 kHz.

Maxima ridicare a frecvenței demodulabile circa 20% din frecvența oscilatorului.

Tensiunea de ieșire la f_0= 500 kHz; f = 30 kHz și f_m = 1 kHz : 45 mV_{vv}.

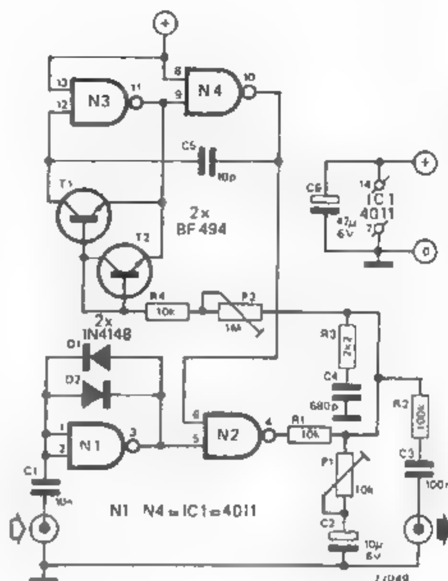
Atenuarea AM la 30% AM ≥ 40 dB.

Sensibilitatea la intrare: mai bună decât 2 mV / 50 Ω.

Aceste valori sunt valabile pentru o tensiune de alimentare de 6 V, curentul absorbit fiind de circa 0,6 mA

Montajul poate fi optimizat și în alt mod, circuitele de tip 4011 se deosebesc enorm între ele, în funcție de fabricant. Cu cât caracteristica de transmisie a porții variază mai abrupt și cu cât este mai redusă sincronizarea între porți, cu atât este mai ridicată sensibilitatea montajului PLL. De aceea se vor căuta exemplare care realizează următoarele valori:

Domeniul de frecvență: 12,5 ... 500 kHz.



Sensibilitatea la intrare: 250 µV (tip.) la 50 Ω.

Tensiunea de alimentare: 3 V

Curentul absorbit la f_0 : 500 kHz = 250 µA.

PLL 4011 este potrivit înainte de toate pentru demodularea semnalelor din banda FM.

Un test comparativ cu un montaj PLL integrat (și, evident, mai scump) a arătat chiar o mică superioritate a raportului semnal-zgomot și a atenuării AM pentru PLL 4011.

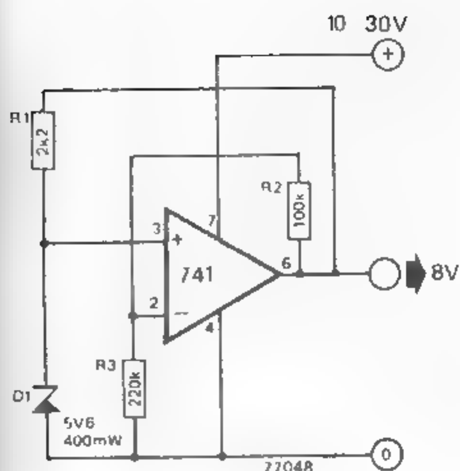
În principiu, PLL 4011 poate fi utilizat și pentru demodularea semnalelor FM de bandă largă.

033 Super-Zener

Montajul a fost conceput inițial pentru realizarea unei tensiuni de referință constante într-un aparat alimentat cu baterii. Deși prin dioda Zener trece doar un curent de 1 mA, tensiunea de ieșire variază cu numai 1 mV la o variație de la 10 la 30 V a tensiunii de alimentare!

Tensiunea care cade pe o diodă Zener este extrem de constantă atunci când prin diodă circulă un curent constant. Aici, acest curent constant circulă prin rezistența R1; în plus, dioda Zener are ca rezistență de sarcină intrarea neinversoare, cu rezistență mare a amplificatorului operațional.

R1 constituie un fel de sursă de curent, deoarece căderea de tensiune pe R1, la o tensiune de ieșire constantă a amplificatorului ope-



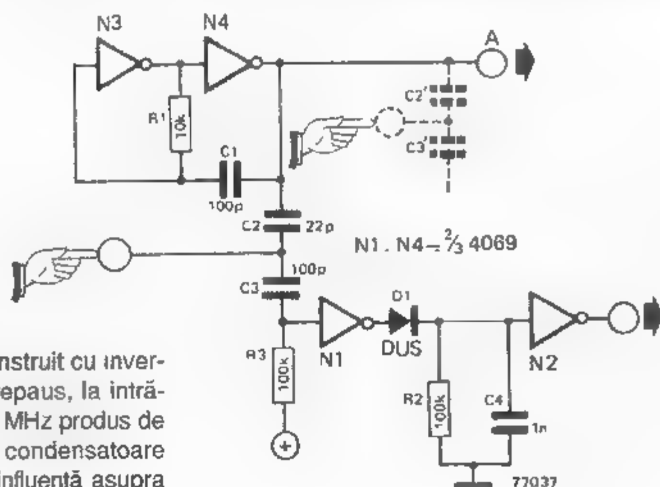
rațional și la o tensiune Zener constantă, rămâne și ea constantă; de aceea, obligatoriu, și prin R1 circulă un curent constant.

Mărimea tensiunii de ieșire rezultă din relația: $U_{ieș} = (R2 + R3)U_{Zener}/R3$, atâta timp cât tensiunea de alimentare este cu cel puțin 2 V mai mare decât tensiunea de ieșire dorită. Amplificatorul operațional coboară concomitent tensiunea de ieșire, astfel încât poate fi absorbit un curent de 15 mA.

Montajul nu compensează coeficientul de temperatură al diodei Zener; acest lucru devine chiar mai evident aici. În cazul în care această situație este importantă, trebuie utilizată o diodă Zener cu o cât mai mică dependență față de temperatură.

034 *Comutator cu senzor de atingere*

Montajele cu senzor de atingere există în multe variante; ele își au propriile avantaje și dezavantaje. Acest montaj se caracterizează în special prin faptul că îi este suficient un senzor cu un singur punct de contact și de aceea prezintă o mare fiabilitate. Trebuie menționată în plus separarea galvanică între contactul de atingere și montaj, separare care, desigur, necesită condensatoare de cuplaj cu rezistență mare la străpungere. Datorită valorilor mici ale capacităților, costurile rămân totuși reduse.



Montajul propriu-zis este construit cu inversoarele N1 și N2. În stare de repaus, la intrările lui N1 există un semnal de 1 MHz produs de oscilatorul N3/N4. Cele două condensatoare de cuplaj C2 și C3 nu au nici o influență asupra valorii nominale a amplitudinii semnalului la intrarea lui N1

La atingerea senzorului, capacitatea mâinii constituie o punte către masă pentru semnalul de 1 MHz, astfel încât tensiunea semnal la intrarea lui N1 scade mult. Deoarece această intrare este legată în plus cu tensiunea de alimentare prin R3, la ieșirea lui N2 apare acum un „1" logic.

După eliberarea contactului, semnalul de 1 MHz încarcă pe C4 prin D1, astfel încât ieșirea

lui N2 revine după scurt timp în starea „0" logic.

În cazul mai multor contacte (taste), este suficient să se construiască un singur oscilator și să se lege restul montajului la punctul A.

Un dezavantaj al acestei versiuni de comutator cu senzor de atingere este faptul că semnalul de 1 MHz poate perturba receptoarele radio si alte asemenea aparate sensibile atunci când acestea sunt amplasate în apropiere.

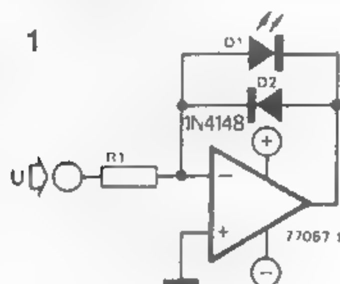
Pentru alimentare putem folosi orice sursă cu tensiunea cuprinsă între 3 ... 15 V; curentul absorbit rămâne sub 1 ... 2 mA. Este absolut suficientă o stabilizare simplă cu o diodă Zener.

Atunci când contactul de atingere este astfel construit încât el însuși constituie o capacitate relativ mare spre masă, trebuie aleasă o valoare relativ mare pentru C2.

(A. M. Bosschaert)

035 *Liniarizarea unui indicator cu LED*

Dacă un LED este comandat cu o tensiune analogică, apare problema că dioda începe să lumineze abia după un prag de tensiune de circa 1,5 V. Dacă tensiunea crește doar cu câteva sute de milivolți, atunci luminozitatea crește brusc, iar puterea de radiație a LED-ului trece repede în starea de saturație, deoarece curentul prin diodă crește exponențial. Atunci însă dioda luminescentă este introdusă în circuitul de reacție inversă al unui amplificator operațional sursă de curent, iar curentul diodei, I_{LED}, variază liniar cu tensiunea de comandă U. Dioda D2 conectată ca în fig. 1, antiparalel cu LED-ul, împiedică lucrul în sensul de blocare și limitează tensiunea de blocare pe LED la 0,7 V.



Corelația între tensiunea pozitivă de comandă și curentul prin LED este exprimată prin relația: $I_{LED} = U/R1$.

Fig. 1 prezintă un montaj pentru o tensiune simetrică de alimentare, iar fig. 2 pentru una asimetrică.

(C. Chapman)

036 *Convertor temperatură – tensiune*

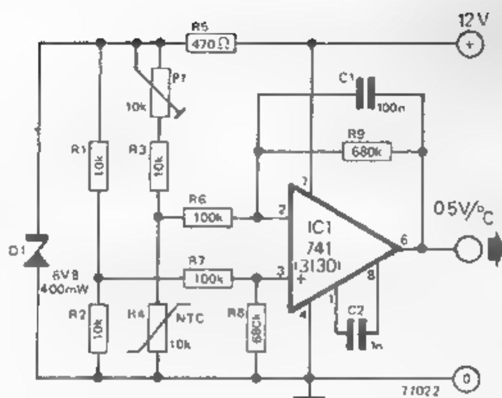
Cu acest montaj simplu poate fi realizată o măsurare precisă a temperaturii în cameră. O rezistență NTC servește drept senzor de temperatură. Ea, așa cum se știe, se evidențiază printr-o puternică dependență față de temperatură. Rezistența NTC limitează domeniul de măsurare al montajului; domeniul liniar, în care abaterea este mai mică de 0,5 °C, este limitat la aproximativ 40°C. În mijlocul acestui domeniu, abaterea este sensibil mai redusă.

Montajul lucrează cu o punte de rezistențe pe care este aplicată o tensiune de alimentare stabilizată. Puntea este astfel echilibrată încât tensiunea pe aceasta este zero la temperatura

de măsurat cea mai scăzută. În acest caz, pe fiecare din cele două ramuri ale punții există o tensiune egală cu jumătatea tensiunii de alimentare. Amplificatorul operațional are rolul de a asigura o rezistență scăzută la ieșire; tensiunea sa la ieșire este egală cu zero atunci când puntea este echilibrată.

Dacă temperatura rezistenței NTC creste, atunci tensiunea de ieșire crește cu circa 0,5 V pe grad Celsius. Coeficientul de conversie depinde de tipul de rezistență NTC utilizat. În cele mai multe cazuri, un coeficient de conversie care diferă cu 0,5 V/°C nu deranjează. Dacă totuși se dorește a se citi temperatura direct, de exemplu la un aparat de măsură universal, atunci valoarea rezistenței R9 trebuie aleasă astfel încât să fie realizată sensibilitatea dorită. Montajul poate lucra acum ireproșabil, cu singura condiție ca rezistența R8 să fie egală cu R9.

Mărimea tensiunii de alimentare nu este critică, tensiunea Zener a lui D1 poate fi cuprinsă între 4,7 și 8,2 V. Curentul absorbit este



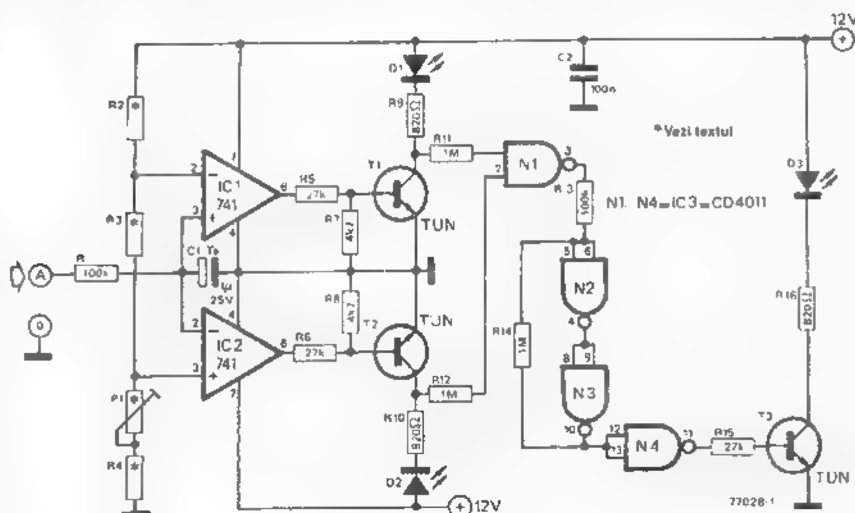
de circa 12 mA, el depinde în special de curentul prin dioda Zener.

Echilibrarea punții, care trebuie realizată în așa fel încât la ieșire să avem zero volți, se realizează cu potențiometrul de reglaj P1.

Condensatorul de 1 n este necesar pentru amplificatoarele operaționale tip 3130 și 3140, deoarece acestea trebuie să fie compensate la frecvența externă.

037 *Indicator de acord cu LED-uri*

Acest montaj poate fi inclus în orice receptor UKW în locul unui indicator de acord cu instrument de măsură magneto-electric. Acest indicator de acord, spre deosebire de indicatoarele ce lucrează cu LED-uri bicolore, este echipat cu LED-urile tradiționale. Cele trei



LED-uri sunt astfel dispuse încât, în cazul unui acord bun, luminează LED-ul din mijloc (D3). Modul de lucru al montajului nu este complicat:

La intrarea A se găsește tensiunea CAF (tensiunea de control automat al frecvenței) a receptorului, ea comandă comparatorul constituit din circuitele integrate IC1 și IC2. Dacă tensiunea este mai mare decât tensiunea de referință (dependentă de divizorul de tensiune R2, R3, P1 și R4), atunci tranzistorul T1 permite LED-ului D1 să lumineze. Dacă din contră, tensiunea CAF este mai mică decât tensiunea de referință, atunci T2 conduce iar LED-ul D2 luminează. În cazul unui acord corect, tensiunea CAF are valoarea nominală. Ea este egală atunci cu tensiunea de referință reglată. În acest caz, atât T1 cât și T2 se blochează, astfel încât tranzistorul T3 este trecut în starea de conducție prin porțile NAND N1 ... N4 (N2 și N3 lucrează ca trigger Schmitt), iar LED-ul D3 luminează.

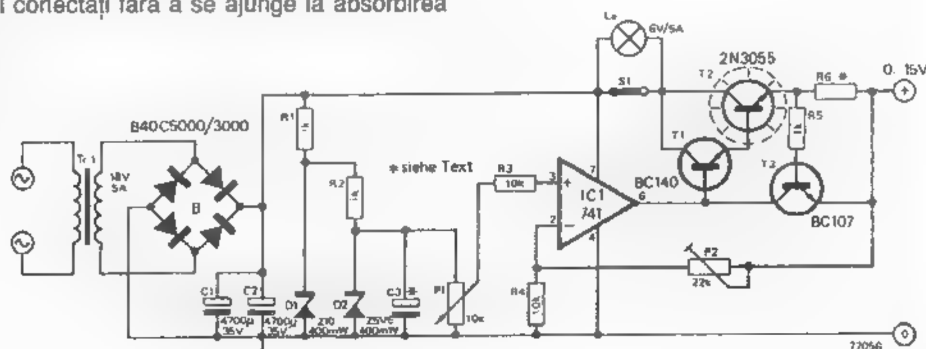
Deoarece valoarea tensiunii CAF diferă de la receptor la receptor, în schema montajului nu s-au dat valori pentru R2, R3, R4 și P1. Atunci când amplificatorul de frecvența intermediară lucrează de exemplu cu circuitul integrat TCA 420 A, tensiunea CAF măsoară 9,5 V. Pentru a realiza o tensiune de referință cu aceeași valoare, divizorul de tensiune se dimensionează astfel: R2 = 4k7, R3 = 100 Ω (sau potențiometru semireglabil de 250 Ω), P1 = potențiometru semireglabil 4k7, iar R4 = 15 k. Dacă din contră, amplificatorul de frecvență intermediară este echipat cu circuitul integrat CA 3089, atunci tensiunea de referință trebuie să fie de 5,6 V. Rezistența R2 este mărită la 12 k, în timp ce toate celelalte valori rămân neschimbate.

Dacă pentru R3 se utilizează un potențiometru semireglabil în locul unei rezistențe fixe, atunci se poate regla, în afara tensiunii de referință (cu P1), și lățimea domeniului în care LED-ul D3 luminează ca indicator pentru acordul corect.

(W. Auffermann)

038 *Sursă simplă de tensiune stabilizată 0 ÷ 15 V / 5 A*

Tensiunea la ieșire a acestui alimentator simplu poate fi reglată între câțiva volți și 15 V. Prin utilizarea a două diode Zener, coeficientul de stabilizare al montajului crește, deriva cu temperatura este redusă datorită lui Uz = 5,6 V. După conectarea aparatului, tensiunea de ieșire crește exponențial cu τ = 1 kΩ·C3. În cazul în care C3 are valoarea de 1000 µF, constanta de timp este de o secundă. Utilizatorii care au o rezistență mică la rece, pot fi astfel conectați fără a se ajunge la absorbirea unui curent mare. Potențiometrul P1 servește la reglarea tensiunii; cu semireglabilul P2 se poate ajusta exact limita superioară (15,0 V). Tranzistorul T3 împreună cu rezistența R6 au sarcina de a limita curentul de ieșire la valoarea maximă (Imax). Valoarea rezistenței R6 se calculează cu formula R6 = 0,7 V / Imax, la Imax = 5 A, se obține pentru R6 valoarea de 0,14 Ω.



Utilizarea unui potențiometru bobinat în locul lui R6 permite o reglare continuă a limitei de curent. Pierderile de putere în tranzistoarele T1 și T2 sunt foarte mari la o tensiune de ieșire mică și la un curent egal cu Imax; de aceea, radiatoarele trebuie dimensionate corespunzător. În domeniul tensiunilor mici, pierderile de putere în tranzistoare pot fi reduse mult prin conectarea lămpii L (comutatorul S1 deschis).

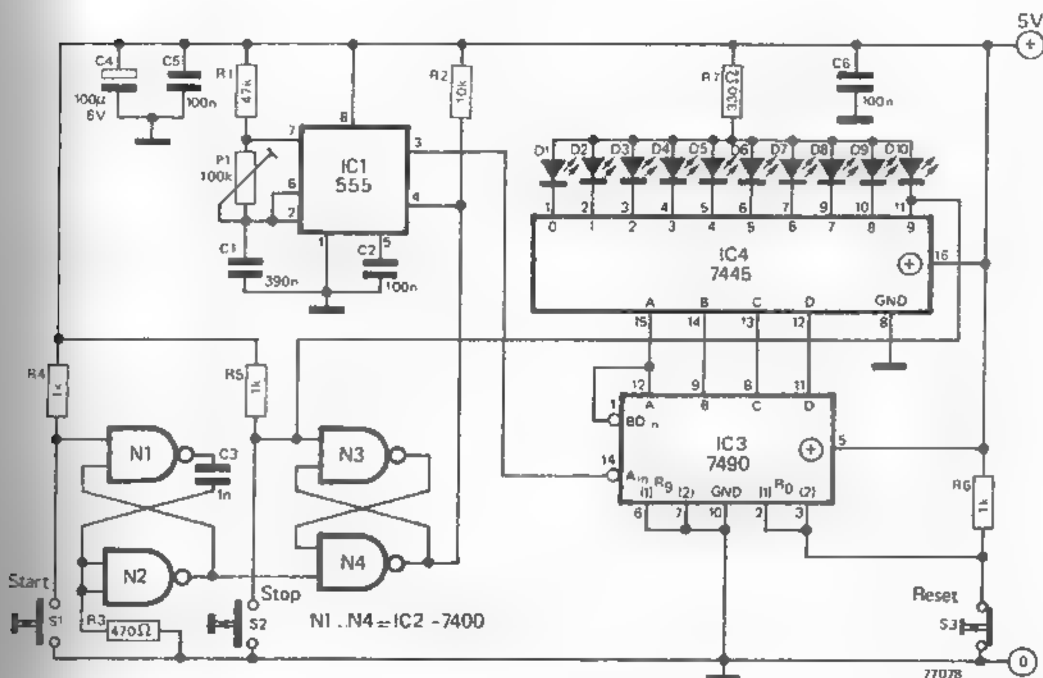
039 *Tester de reacție*

Testarea vitezei de reacție a omului este nu numai un mod distractiv de petrecere a timpului, ci permite și tragerea unor concluzii, de exemplu asupra aptitudinilor momentane ale unui conducător auto.

Atunci când se închide contactul butonului de pornire, multivibratorul astabil construit cu IC1 produce impulsuri care sunt aplicate la numărătorul IC3. LED-urile D1 ... D10 se aprind succesiv într-o înlănțuire rapidă. Imediat ce persoana testată acționează butonul stop S2, multivibratorul astabil este blocat; ultimul LED comandat cu decodorul IC4 luminează în continuare. Dacă frecvența multivibratorului astabil se reglează cu P1 astfel încât numărătorul, de exemplu, primește un impuls la fiecare 10 secunde, atunci timpul de reacție poate fi citit ușor.

Testul poate fi repetat după acționarea butonului de resetare (S3).

La dimensionarea dată, testerul absoarbe un curent de circa 120 mA; tensiunea de alimentare (5 V) trebuie să fie stabilizată. Frecvența multivibratorului astabil poate fi reglată cu P1 între 10 Hz și 80 Hz.



040 *Tensiune negativă din tensiune pozitivă*

Adeseori sunt necesare mai multe tensiuni de alimentare pentru un singur montaj, în timp ce la dispoziție avem doar o singură sursă de tensiune. Acest alimentator produce o tensiune negativă dintr-una pozitivă, astfel încât, în situația unei solicitări de sarcină moderate a montajului, poate rezulta un al doilea alimentator.

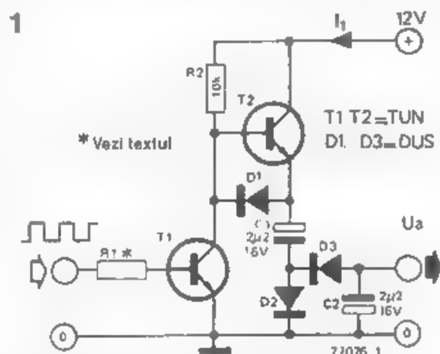
Curentul de comandă de 1 mA care circulă prin rezistenta R1 este preluat de un oscilator de semnale dreptunghiulare (frecvența de circa 10 kHz, raportul impuls/perioadă = 50%).

Dacă la intrare există un „0" logic, atunci T1 se blochează; întregul curent trece prin rezistența R2 în baza lui T2, condensatorul C1 este încărcat prin curentul de emitor al lui T2, deoarece dioda D2 este conectată în sensul de conducție pentru curentul de încărcare. Tensiunea pe C1 crește până la o valoare care se găsește cu puțin sub tensiunea de alimentare

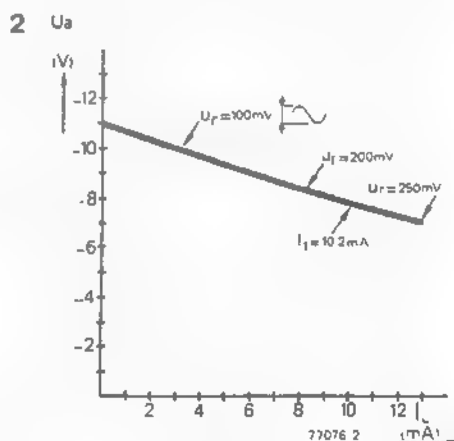
Dacă semnalul de intrare este „1" logic, atunci T1 conduce, conexiunea plus a lui C1 se găsește acum la masă prin D1 și T1. Conexiunea minus a acestui condensator este acum negativă față de masă și poate avea loc un transport de sarcină de la C1 la C2 prin dioda D3 care, în acest caz, conduce. La ieșire se găsește, prin urmare, o tensiune negativă. După câteva oscilații dreptunghiulare ale oscilatorului de comandă, tensiunea pe C2 crește la circa −11 V.

Graficul arată dependența tensiunii de ieșire Ua față de curentul de sarcină I_L; pentru trei cazuri difente este indicată și valoarea tensiunii alternative aplicate, suprapuse (Ur).

1



2



041 *Convertor tensiune TTL*

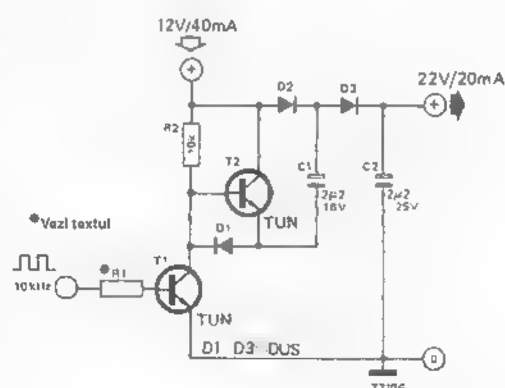
Montajele echipate cu circuite integrate TTL și MOS împreună, necesită adeseori, în afară de tensiunea de alimentare TTL de +5 V, o a doua tensiune de funcționare, mai ridicată. Pentru a produce această tensiune poate fi utilizat unul din montajele convertoare prezentate aici.

Tensiunea de ieșire la mersul în gol este de 8,5 V la ambele montaje. Dacă valoarea curentului este mai mică de 2 mA, atunci montajul din fig. 1 este suficient. La sarcina nominală, tensiunea (continuă) de ieșire este suprapusă peste o tensiune alternativă de circa 100 mVvv

[illegible]tajul prezentat în fig. 2 furnizează curenți [illegible] mai mari; el lucrează cu redresarea am[illegible] alternanțe. La un curent de sarcină de [illegible] mA, tensiunea de ieșire măsoară cir[illegible], tensiunea alternativă suprapusă mă[illegible] doar 15 mVvv. Cel de al doilea montaj necesită și el o tensiune de comandă simetrică dreptunghiulară care, de exemplu (ca în fig. 1), poate fi furnizată de un simplu multivibrator. Pentru aceasta, ieșirea porții N2 (fig. 1a) trebuie legată cu intrarea lui N1 (fig 2b).

042 *Dublor de tensiune de c.c.*

[illegible] acest montaj simplu poate fi realizată o [illegible] continuă care este aproximativ dublul [illegible] de alimentare. La intrare este aplicat [illegible] dreptunghiular a cărui amplitudine [illegible] pentru a trece, în mod sigur, [illegible] T1 în stare de conducție. Atunci [illegible] tranzistorul T1 conduce, condensatorul C1 [illegible] aproximativ la potențialul tensiunii [illegible] alimentare. Dacă T1 trece în stare de blo[illegible] T2 conduce; condensatorul C2, [illegible] la tensiunea de alimentare, este [illegible] în continuare prin circuitul serie, [illegible] condensatorul C1 și de tensiunea de alimen-



tare. După câteva perioade ale semnalului dreptunghiular, pe C2 apare o tensiune care este aproape dublul tensiunii de alimentare.

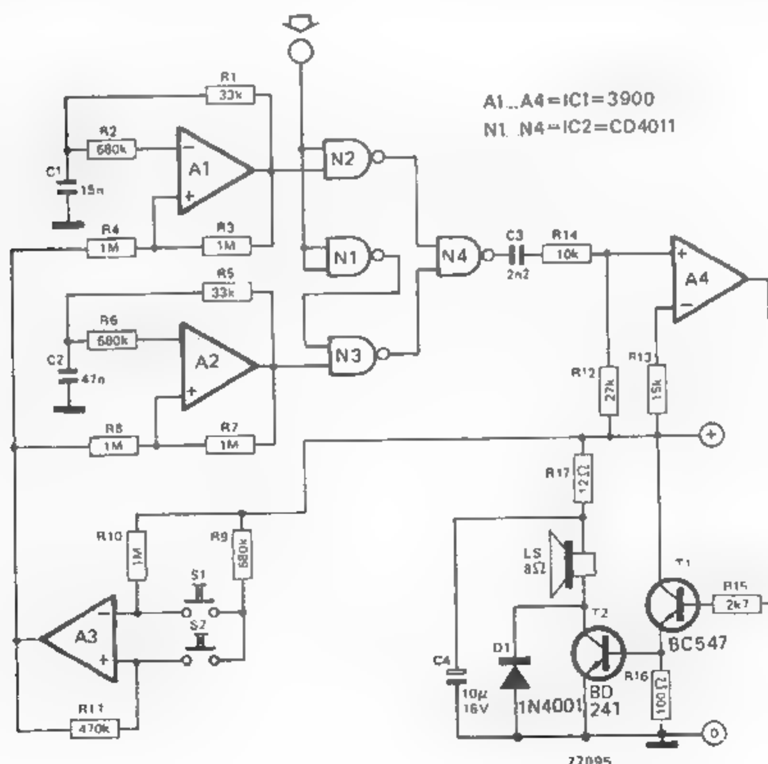
Valoarea lui R1 (circa 1 k) depinde de amplitudinea semnalului de la intrare.

(*RCA*)

043 *Tester logic acustic*

Continua mutare a privirii încoace și încolo între punctul de măsurare și aparatul de testare la verificarea stărilor logice este resimțită adeseori ca fiind obositoare. Testerul logic acustic descris aici ușurează această muncă. Așa cum se poate vedea din schema montajului, pentru construcția aparatului sunt necesare doar câteva componente. Testerul acustic produce un sunet jos la „0" logic și un sunet înalt la „1" logic; frecvența sunetului depinde de condensatoarele C1, respectiv C2.

Semnalul de intrare este condus direct la poarta N2 și inversat la poarta N3. Dacă la intrare există un „1" logic, poarta N2 permite trecerea semnalului oscilant de la amplificatorul operațional A1; în cazul unui „0" logic la intrare, poarta N3 permite trecerea semnalului oscilant de la amplificatorul operațional A2. Cu butoanele S1 și S2, oscilațiile pot fi pornite, respectiv oprite. Amplificatorul operațional A4 formează din semnalul dreptunghiular al porții N4 impulsuri înguste care comandă tranzistoarele T1 și T2. Se obține în acest mod un sunet foarte puternic în difuzor, în timp ce curentul absorbit de montaj rămâne mic. Intensitatea sunetului poate fi reglată la valoarea dorită prin modificarea lui C3 sau R17. Dacă montajul este necesar doar la verificarea circuitelor



de comutare TTL, atunci pentru IC2 se poate utiliza și tipul 7400. În acest caz, tensiunea de alimentare măsoară 5 V. Cu circuitele integrate date, montajul lucrează într-un domeniu de 5 până la 10 V, iar curentul absorbit măsoară între 4 și 10 mA.

(H. Käser)

044 *Încărcător acumulator NiCd*

Încărcarea acumulatoarelor NiCd, atât de apreciate, este, prin utilizarea unui aparat de încărcare potrivit, tot atât de lipsită de probleme ca și funcționarea lor.

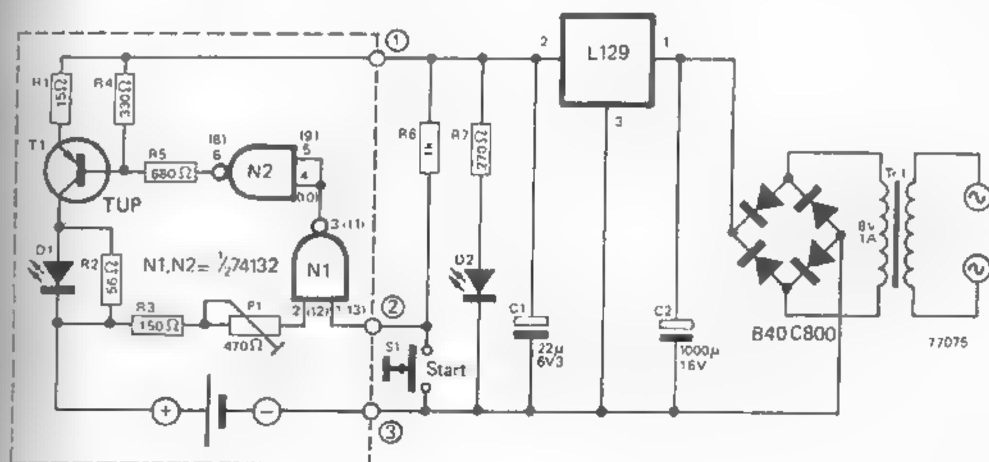
Încărcarea obișnuită cu un curent constant scurtează simțitor durata de viață a celulelor. Doar combinația între limitarea de curent și deconectarea curentului de încărcare la atingerea tensiunii finale asigură o durată de viață îndelungată.

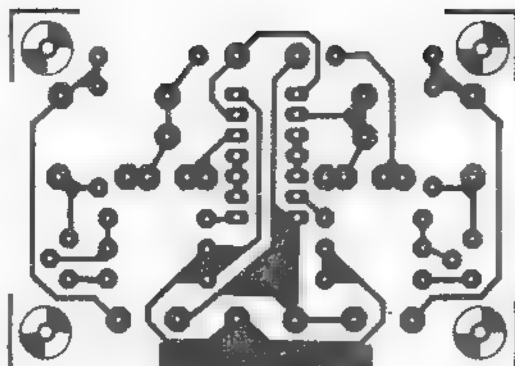
Montajul descris îndeplinește aceste cerințe și este adecvat pentru celulele de 1,2 V / 450 mAh (mignon). Fiecărui acumulator îi este atribuit câte un montaj, adică pentru patru celule sunt necesare patru montaje. Cheltuielile sunt mai reduse decât par la prima vedere, deoarece partea de alimentare și alte părți constructive sunt necesare doar o singura data.

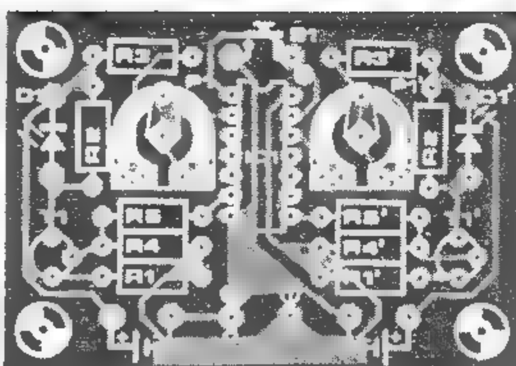
Triggerul Schmitt TTL tip 74132 are două praguri de comutare compensate cu temperatura. Valoarea de prag superioară este de 1,7 V, iar cea inferioară de 0,9 V. Deoarece tensiunea de încărcare maximă măsoară doar 1,45 V, iar pragul trigger superior circa 1,7 V, acesta din urmă poate fi reglat cu ajutorul lui P1 exact la 1,45 V; cu aceasta este terminată deja și echilibrarea.

Semnalul de ieșire TTL comandă, prin divizorul de tensiune R4/R5, sursa de curent constant construită cu T1, care furnizează un curent de circa 48 mA. Dacă dioda D1 luminează, acumulatorul este încărcat. Dacă tensiunea maximă de încărcare de 1,45 V este atinsă, atunci triggerul Schmitt basculează, D1 se stinge, încărcarea este încheiată. Acumulatorul mai este încărcat doar de curentul de intrare (circa 0,5 mA) al circuitului integrat 74132, ceea ce corespunde unei încărcări de întreținere și compensează autodescărcarea acumulatorului. Deoarece pragul trigger inferior este de circa 0,9 V, montajul trebuie pornit cu S1 înainte de fiecare proces de încărcare. În încheiere, încă o modificare pentru celulele miniatură de 1,2 V / 1500 mAh, care sunt încărcate cu 150 mA. Se schimbă următoarele componente: R1 = 5Ω6, R2 = 12 Ω, T1 = 2N2904 sau un alt tranzistor asemănător.

(H. Knote)







045 *Aparat digital pentru măsurarea capacităților*

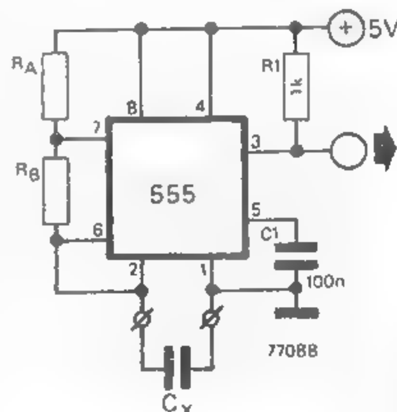
Un numărător digital poate fi transformat simplu într-un aparat digital de măsurat capacități. Circuitul integrat 555 este conectat aici ca multivibrator astabil. Perioada tensiunilor dreptunghiulare produse măsoară:

$$T = 0{,}7C_x(R_A + R_B);$$

ea este direct proporțională cu capacitatea condensatorului C_x. Valorile lui R_A și R_B se aleg cel mai bine astfel încât să rezulte o corespondență simplă între perioadă și capacitatea C_x. În tabel sunt date câteva valori pentru R_A și R_B (rezistențe cu peliculă metalică cu toleranță de 1%!). Pentru măsurarea condensatoarelor electrolitice, valorile rezistențelor trebuie scăzute la 1/1000, deoarece în caz contrar curentul de fugă devine important și falsifică rezultatele măsurătorilor.

Perioada și capacitatea se stabilesc fără condensatorul C_x. La montajul prototip suma acestor capacități a măsurat 36 p, ceea ce corespunde unei perioade de 36 µs. Aceasta capacitate trebuie scăzută din valoarea indicată: 1036 p sunt în realitate 1000 p.

La o tensiune de alimentare de 5 V, semnalul la ieșire este compatibil TTL. Tensiunea de alimentare poate fi chiar mai mare (maximum 15 V), atâta timp cât tensiunea nominală a condensatorului de măsurat prezintă cel puțin 2/3 din tensiunea de alimentare.



R_A	R_B	C_x	T
1k	220 Ω	1 µF	1 ms
1 M	220 k	1 µF	1 s
1 M	220 k	1 nF	1 ms
1 M	220 k	1 pF	1 µs

(J Borgman)

046 *Ohmmetru liniar*

Cu circuitul integrat CA 3140 se poate realiza, într-un mod simplu, un ohmmetru liniar Montajul lucrează astfel:

Tensiunea existentă la intrarea neinversoare măsoară 3,9 V. Dacă în locul lui Rx se pune o punte de sârmă la clemele de măsurare, atunci și la ieșirea lui 3140 se găsește o tensiune de 3,9 V. Circuitul integrat se comportă astfel încât tensiunea la intrarea inversoare este egală cu tensiunea la intrarea neinversoare. Pentru ca acestea să corespundă exact, tensiunea offset trebuie echilibrată cu P1. Pentru aceasta, P2 trebuie reglat pe valoarea minimă, iar la Rx = 0 Ω să se regleze indicatorul instrumentului pe nul cu P1. La o echilibrare corectă a lui P1, indicatorul rămâne pe nul și atunci când instrumentul de măsură este inversat (de probă) ca polaritate.

Intrarea inversoare a circuitului integrat are o rezistență ohmică extrem de mare, astfel încât prin Rx și R2 circulă practic același curent. Când valorile lui Rx și R2 coincid, atunci și căderile de tensiune pe Rx și R2 sunt egale (3,9 V) Tensiunea la ieșirea circuitului integrat măsoară atunci 7,8 V, astfel încât pe instrumentul de masură se găsesc inclusiv cei 7,8 V de pe rezistențele serie, mai puțin tensiunea Zener Cu P2 poate fi reglată indicația la cap de scală.

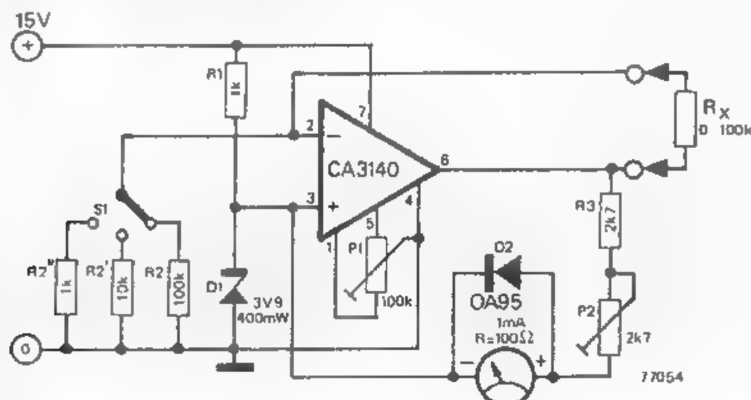
Ca urmare a faptului că tensiunea măsoară 3,9 V și la intrarea neinversoare și deoarece curentul prin R2 este constant, curentul prin Rx rămâne de asemenea constant. Căderea de tensiune pe Rx este de aceea proporțională cu valoarea lui Rx. Pe instrumentul de măsură, inclusiv rezistențele din amonte, se găsește aceeași tensiune ca pe Rx, deoarece ambele ramuri sunt conectate între 3,9 V și tensiunea de ieșire a circuitului integrat. Curentul care circulă prin instrumentul de măsură este din acest motiv proporțional cu rezistența Rx, astfel încât valoarea lui Rx poate fi citită direct (scală liniară!).

Cu ajutorul comutatorului S1 pot fi comutate valori diferite pentru R2 și, cu aceasta, domenii diferite de măsură. Practic, se aleg cu S1 valori pentru rezistența R2 constant mai mari decât Rx; în acest caz, indicația maximă a instrumentului (domeniul de măsurare) corespunde valorii alese pentru R2. Aceasta face posibilă o etalonare comodă a ohmmetrului, iar mai târziu, o citire ușoară a valorilor căutate.

Mulțumită rezistenței mari la intrare a circuitului integrat 3140 (1,5 TΩ = 1.500.000 MΩ), pot fi măsurate și rezistențele foarte mari. Domeniile rezistențelor R2 pot fi alese între 100 Ω și 10 MΩ. În domeniul 100 Ω, curentul absorbit de montaj măsoară circa 50 mA, iar în toate celelalte domenii mai puțin de 20 mA.

În locul unui instrument de 1 mA montat fix, poate fi utilizat și un multimetru cu 20 kΩ/V în domeniul de 1 mA. Dacă este disponibil doar un domeniu de 0,5 mA, R3 trebuie schimbat la 4k7, iar P2 la 5 k (4k7).

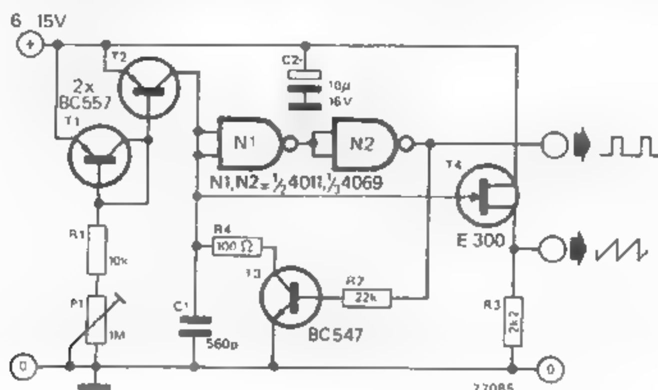
Precizia ohmmetrului depinde de precizia instrumentului de 1 mA utilizat și de toleranța rezistențelor utilizate pentru R2 și (la etalonare) pentru Rx.



047 *Oscilator în dinte de ferăstrău*

Acest oscilator în dinte de ferăstrău care lucrează ca oglindă de curent se caracterizează printr-un domeniu de frecvență demn de luat în considerare. El se pretează de exemplu pentru producerea muzicii electronice; chiar și utilizarea lui la construcția unui montaj de eșantionare și memorare (Sample Hold) este posibilă. Montajul constă dintr-o sursă de curent T1/T2 ce poate fi comandată cu P1, dintr-un formator de impulsuri N1/N2 și din comutatorul T3.

După conectarea tensiunii de alimentare, condensatorul C1 este încărcat nemijlocit de



sursa de curent reglabilă T1/T2. Dacă tensiunea condensatorului atinge pragul de reacție al lui N1, atunci tranzistorul T3 trece în stare de conducție și descarcă pe C1. Acest proces se repetă continuu, astfel încât pe C1 ia naștere o tensiune în dinte de ferăstrău. Repetorul pe sursă T4 are rolul de a asigura o impedanță de ieșire redusă; tensiunea la ieșire măsoară circa 1,3 Vvv.

La dimensionarea dată, frecvența poate fi reglată cu P1 între 6 kHz și 500 kHz. Chiar dacă oscilatorul produce frecvențe mai înalte, forma impulsurilor în dinte de ferăstrău este în acest caz tot mai proastă. Domeniul de frecvență acoperit din nou cu P1 este cuprins între 0,6 kHz si 500 kHz, când C1 = 5n6, iar R1 = 1 k

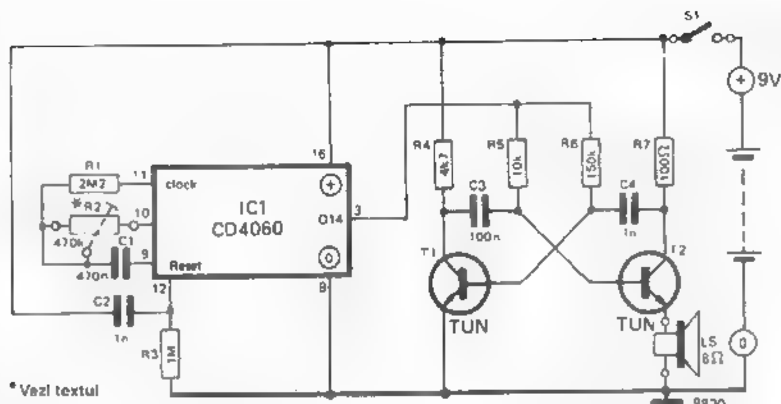
În locul porților NAND N1 și N2 pot fi utilizate și inversoare.

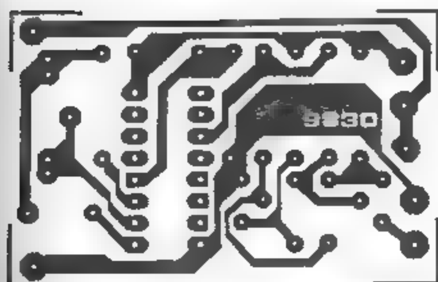
048 *Noduri electronice*

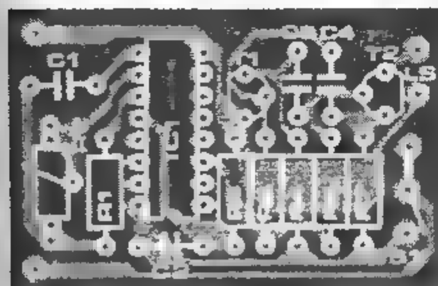
Montajul nu servește la desfacerea unui nod gordian, ci înlocuiește nodurile la batistă. Nodul la batistă pentru aducere-aminte este un mijloc ajutator simplu, dar totuși de neînlocuit pentru unii dintre contemporanii noștri. Deoarece tendința, din motive igienice, este de a utiliza tot mai mult șervețele din hârtie în locul batistei, nodul de aducere-aminte nu mai este atât de ușor de legat.

Montajul realizat cu circuitul integrat MOS tip CD 4060 (conține un oscilator de tact și un numărător) face din nodul la batistă un nod electronic la modă

„Înnodarea" colțului batistei este înlocuită de un comutator (S1) care pune montajul în funcțiune. La conectare, circuitul integrat primește un impuls reset prin C2/R3; concomitent începe să funcționeze oscilatorul de tact intern







Lista de componente

Rezistențe
R1 = 2M2
R2 = 470 k
R3 = 1 M
R4 = 4k7
R5 = 10 k
R6 = 150 k
R7 = 100 Ω

Condensatoare
C1 = 470 n
C2, C4 = 1 n
C3 = 100 n

Semiconductoare
T1, T2 = TUN
IC1 = CD 4060

Diverse
S1 - comutator normal închis
LS = difuzor 8 Ω
Baterie 9 V

ale cărui impulsuri sunt numărate de partea de numărare a circuitului integrat. După 2^{13} (8192) impulsuri, ieșirea Q14 a numărătorului trece în starea logică „1" și conectează oscilatorul de sunet realizat cu tranzistoarele T1 și T2. „Nodul" se face audibil acum, printr-un sunet pătrunzator de alarmă de circa 3 kHz, la o capsulă miniatură de 8 Ω (la utilizarea unui difuzor mic, de 0,2 W, R7 trebuie mărită la 220 Ω).

Cu valorile date pentru componentele externe R1/C1 ale oscilatorului de tact, aceasta se întâmplă după circa o oră de la conectare. Dacă în locul rezistenței R2 se utilizează un potențiometru de 1 MΩ, atunci „scadența" nodului poate fi reglată între circa 5 min și 2 h 15 min. „Intervalele cele mai importante de amintit" pot fi programate anticipat cu ajutorul unui buton de acord cu ac indicator și un cadran.

Deconectarea montajului „desface nodul"; după o nouă apăsare pe buton, montajul este gata imediat de lucru, un nou nod este „înnodat". Alimentarea este preluată de o baterie obișnuită de 9 V care are asigurată o durată de viață îndelungată: în timpul procesului de numărare curentul absorbit este de numai circa 0,2 mA, iar sunetul de alarmă necesită circa 35 mA (pentru scurt timp).

049 *Releu de timp cu programare de lungă durată*

Cele mai multe relee de timp (montaje monostabile) necesită pentru timpii de comutare, care sunt de ordinul minutelor, componente care determină timpul cu valori foarte mari. Printr-un mic artificiu pot fi obținuți timpi de comutare care sunt de o sută de ori mai mari decât timpii obținuți în mod normal. Montajul lucrează astfel:

Fără amplificatorul operațional IC1, C1 este încărcat prin R2 (R5 poate fi neglijat). Curentul de încărcare rezultă din legea lui Ohm: din căderea de tensiune pe R2 împărțită la valoarea lui R2. Această cădere de tensiune este egală cu tensiunea de alimentare atunci când condensatorul este încărcat complet. Circuitul integrat IC1 lucrează ca repetor de tensiune, astfel încât la ieșirea lui se găsește aceeași tensiune ca pe condensatorul C1. Această tensiune se găsește și pe R2; curentul de încărcare al lui C1 este de aceea o sutime din curentul care circulă în mod normal, astfel încât durata de încărcare crește de o sută de ori.

Atunci când tensiunea pe condensator depășește o valoare anume (stabilită prin divizorul de tensiune R6/R7), IC2 își modifică starea de comutare. Rezistența R8 cauzează un mic histerezis; cu aceasta circuitul integrat 741 furnizează continuu un impuls.

Releul este pornit cu tasta S1, după descărcarea condensatorului C1. Potențiometrul R3 trebuie astfel reglat, încât montajul să treacă în starea stabilă după acționarea lui S1.

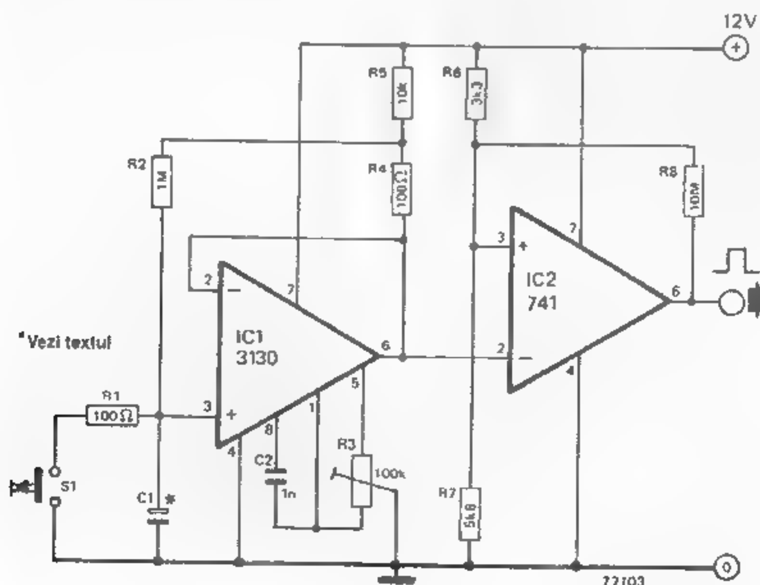
Durata de basculare este independentă de tensiunea de alimentare; montajul lucrează foarte precis la tensiuni cuprinse între 10 și 15 V. Tensiuni de alimentare mai mari pot duce la distrugerea lui IC1.

Durata de basculare poate fi calculată din formula:

$$T = R2 \cdot C1 \left(1 + \frac{R4}{R5} + \frac{R5}{R2}\right) \ln\left(1 + \frac{R7}{R6}\right)$$

Pentru dimensionarea dată în schema montajului sunt valabile următoarele caracteristici: T = 100 R2C1, cu C1 = 1μ rezultă - T = 100 s.

Timpul poate fi reglat continuu atunci când R2 se înlocuiește printr-un potențiometru. În acest caz, timpul este proporțional cu valoarea reglată a rezistenței. Poate fi de asemenea utilizat un potențiometru și în locul lui R6/R7; în această situație funcția de timp variază după o lege exponențială.



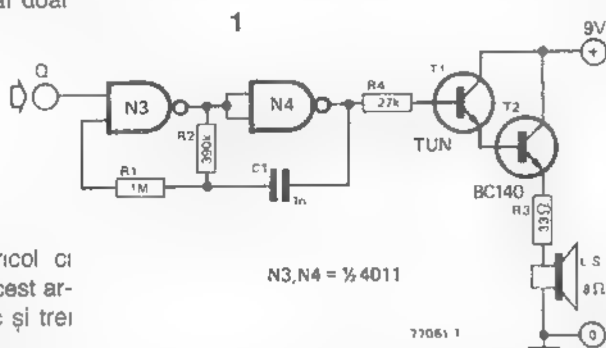
050 Comutator de semnal acustic

Când undeva ceva hârâie, zbârnâie sau fluieră, atunci atenția persoanelor ce se găsesc în preajmă se concentrează pe acel eveniment. Prin aceasta, semnalizatorul acustic și-a îndeplinit misiunea. Nu este nevoie de semnal doar pentru a face pe cineva atent la un pericol ci acesta poate servi și pentru distracție. Acest articol descrie o sursă de semnal acustic și trei posibilități diferite de comutare.

Două porți NAND (N3/N4) sunt conectate ca multivibrator astabil și constituie de fapt sursa de sunet (fig. 1). Multivibratorul astabil generează un semnal dreptunghiular, care este amplificat de tranzistoarele T1 și T2 și poate fi auzit la difuzor. Pentru ca multivibratorul astabil să nu producă continuu un semnal dreptunghiular, ci doar în anumite condiții, s-a prevăzut intrarea Q. Multivibratorul astabil poate porni doar atunci când intrarea Q este în starea „1" logic. La un semnal „0" logic la intrare, multivibratorul astabil nu generează nici o succesiune de semnale dreptunghiulare, astfel încât difuzorul rămâne mut.

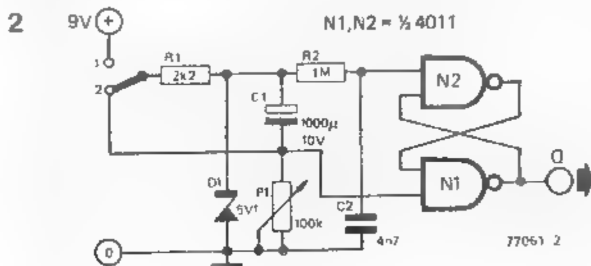
Drept comutator electronic care să conecteze multivibratorul astabil, se pretează diferite variante. În continuare sunt prezentate trei posibilități.

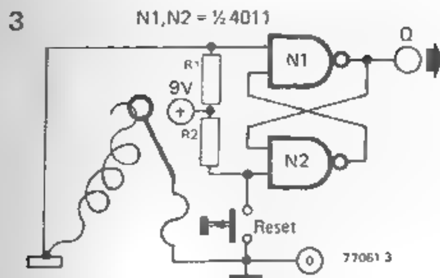
Fig. 2 prezintă un releu de timp. Cu valorile date, timpii pot fi reglați între 1 secundă și 1 minut. Dacă pentru P1 se alege o valoare de 1 M, atunci sunt deja posibili timpi de până la 10 min. Înainte de conectarea tensiunii de alimentare,

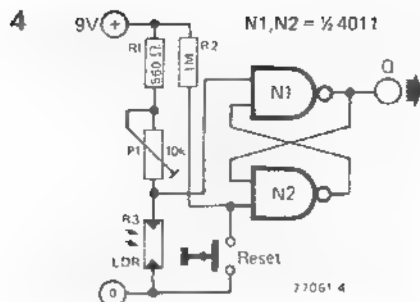


condensatoarele C1 și C2 sunt descărcate. Dacă se conectează aparatul, multivibratorul bistabil N1/N2 primește un impuls de resetare. Ieșirea Q este „0", multivibratorul astabil este blocat. Condensatorul C1 se încarcă prin potențiometrul P1. Dacă tensiunea de basculare este atinsă, atunci ieșirea lui Q devine „1" logic, astfel încât multivibratorul astabil poate porni.

Fig. 3 prezintă un alt avantaj. Combinat cu o sursă de sunet, el poate fi utilizat pentru un joc de îndemânare. La acționarea tastei reset, multivibratorul bistabil N1/N2 este resetat; ieșirea Q este „0". Intrarea liberă a lui N1 este legată cu o sârmă răsucită care este montată izolat pe o placă de bază. O baghetă metalică prevăzută la un capăt cu un inel, iar la celălalt capăt legată la masă, poate fi condusă de jucător în lungul sârmei răsucite. Atunci când







inelul atinge sârma, multivibratorul bistabil conectează și emite un semnal. Jucătorul se poate convinge, de cele mai multe ori, că-i tremură mâna

În sfârșit, în figura 4 este dat un al treilea montaj. Aici este comutat de asemenea un multivibrator bistabil în anumite condiții exterioare, astfel încât multivibratorul astabil să poată să emită semnalul respectiv. Condiția externă în acest caz este luminozitatea ambianței. În starea în care fotorezistența nu este luminată, ea prezintă o rezistență foarte mare, astfel încât aproape întreaga tensiune de funcționare cade pe ea; intrarea de setare a multivibratorului bistabil este „1" logic.

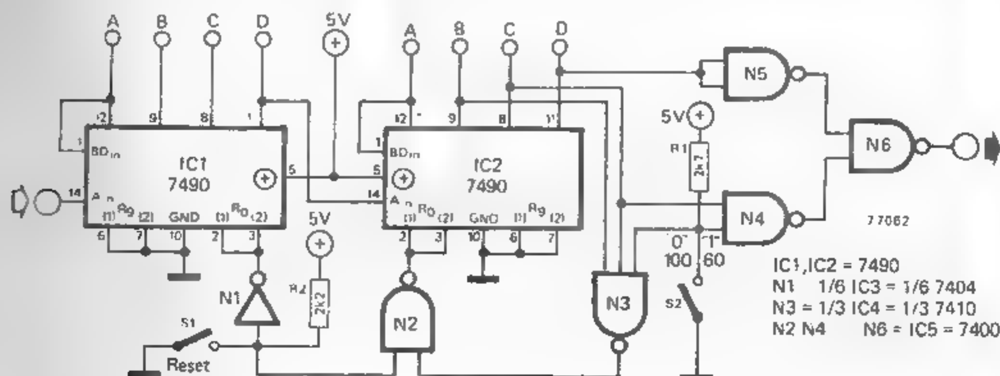
O fotorezistență iluminată are, din contră, o rezistență mică; intrarea de setare se găsește la un potențial redus; ieșirea Q conduce un potențial ridicat corespunzător lui „1" logic. Acest semnal conectează la rândul său multivibratorul astabil

051 *Numărător 100 - 60*

Construirea sistemelor electronice în tehnică modulară este practicată într-o măsură tot mai mare, deoarece prin schimbarea rapidă a anumitor module pot fi schimbate, cu multiple posibilități, caracteristicile sistemului. Cele trei module numărătoare prezentate aici pot fi combinate, în mod flexibil, după acest principiu.

Pentru conectarea în comun, sunt necesare componente suplimentare doar în cazuri speciale, astfel încât construirea unui sistem de numărare modulat nu ridică probleme.

Primul modul este un numărător cu două funcții: montajul poate fi realizat fie ca divizor prin 60, fie ca divizor prin 100. Factorii de divizare nu au fost aleși întâmplător. Pentru numărare în sistemul zecimal este necesar un factor de divizare 10 sau un multiplu al lui 10; factorul de divizare 60 dă posibilitatea numărării

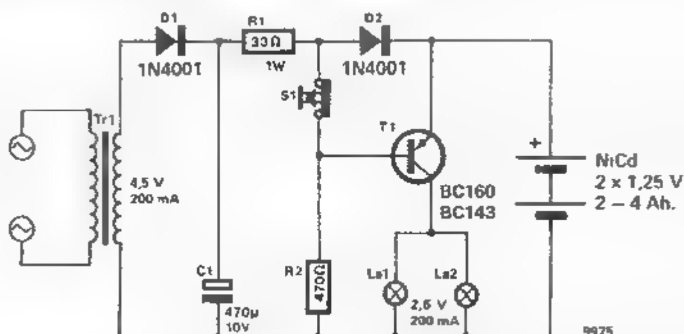


...nităților de timp (secunde și minute). Prin montarea în cascadă a două module ia naștere un numărator cu patru decade perfect valabil, cu posibilități simple de comutare pentru măsurarea timpului. O extindere la mai mult de patru decade este de asemenea posibilă, fără probleme. La nevoie se poate efectua resetarea tuturor modulelor cu un singur comutator S1.

052 *Iluminat de siguranță automat*

Acest iluminat de siguranță se conectează automat la caderea tensiunii din retea. Ca sursă de energie serveste un acumulator NiCd care este încărcat continuu de la rețea.

Montajul nu este complicat: tensiunea de la transformator este redresată și filtrată cu dioda D1 și condensatorul C1. Prin R1 și D2 circulă un curent de încărcare de circa 100 mA, astfel încât acumulatorul este încărcat în permanență pentru cazurile de necesitate. Un acumulator cu o capacitate de 2 Ah sau mai mult suportă un asemenea curent de durată fără a se deteriora. Ca urmare a căderii de tensiune pe dioda D2, tensiunea bazei tranzistorului pnp



T1 este pozitivă față de emitorul său. De aceea T1 se află în starea de blocare iar lămpile rămân stinse

Dacă tensiunea de rețea cade, atunci curentul de încărcare este întrerupt. De la baza lui T1 circulă acum un curent prin R2, care comandă trecerea tranzistorului în starea de conducție și, prin aceasta, sunt conectate ambele lămpi de siguranță La1 și La2. La revenirea tensiunii de rețea, T1 deconectează lămpile, deoarece, atunci, prin D2 circulă din nou un curent de încărcare către acumulator. Cu butonul S1 poate fi verificată funcționarea iluminatului de siguranță. Dacă transformatorul furnizează o tensiune secundară mai mare decât cea dată în montaj, atunci trebuie crescută valoarea lui R1 astfel încât curentul de încărcare maxim de durată al acumulatorului să nu fie depășit.

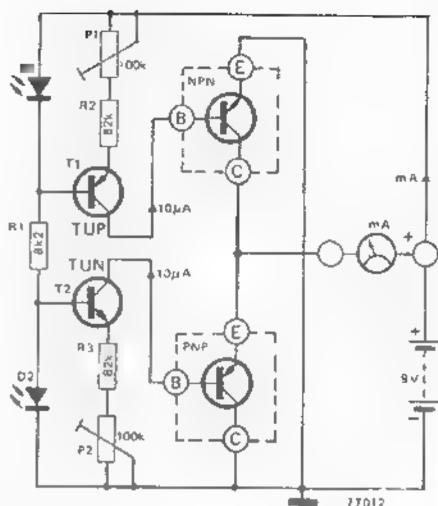
Iluminatul de siguranță poate fi instalat în orice loc dorim. Dacă o asemenea instalație se găsește, de exemplu, în apropierea tabloului cu siguranțe, atunci, în cazul unui scurtcircuit, siguranța potrivită (în cazul siguranțelor fuzibile) poate fi găsită ușor și înlocuită.

053 *Tester simplu pentru tranzistoare*

Figura prezintă montajul unui tester simplu, cu care poate fi măsurat factorul de amplificare în curent (β sau h_{FE}) al unui tranzistor npn sau pnp. Prin baza tranzistorului de măsurat circulă un curent dependent de tensiunea bază-emitor, care este furnizat de o sursă de cu-

rent constant pnp pentru un tranzistor npn și de o sursă de curent constant npn pentru un tranzistor pnp. Un curent de 10 µA a fost considerat aici ca fiind cel mai adecvat; el este reglat o singură dată cu potențiometrul P1, respectiv P2. Pentru aceasta, este necesar un aparat de măsură universal, cu o sensibilitate corespunzătoare (domeniul 50 µA). Aparatul de măsură al testerului trebuie să aibă o scală cu indicația maximă 4 ... 5 mA (h_{FEmax} = 400 ... 500) Instrumente mai sensibile necesită o rezistență de șuntare adecvată.

Cititorii atenți au observat că, la un tranzistor de măsurat pnp, factorul de amplificare în curent h_{FE} nu este indicat exact, ci mărimea h_{FE} + 1. Aceasta însă, în practică, nu prezintă importanță

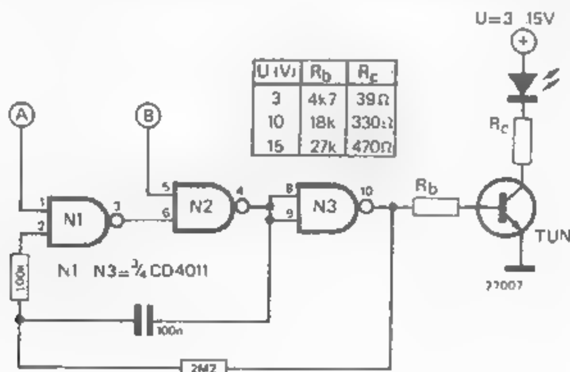


054 *Lumină intermitentă cu LED-uri*

Comportamentul LED-urilor la acest montaj depinde de semnalele logice la intrările A și B. Atunci când la intrarea B se găsește un „0" logic (în această situație A poate fi „0" sau „1"), LED-ul rămâne stins. Dacă din contră, la intrarea B există un „1" logic și la intrarea A un „0" logic, atunci LED-ul luminează continuu. Atunci când la ambele intrări, A și B, există un „1" logic, multivibratorul construit cu N1, N2 și N3 începe să oscileze, LED-ul clipește cu o frecventă de circa 3,5 Hz.

La tensiunea maximă de funcționare de 15 V curentul absorbit este mai mic de 25 mA

COS/MOS Application and Design Ideas (RCA



U (V)	R_b	R_c
3	4k7	39Ω
10	18k	330Ω
15	27k	470Ω

055 *Ampermetru auto*

În Elektor au apărut deja câteva montaje de supraveghere a tensiunii bateriei auto, dar încă nici unul de control al curentului.

Pe șuntul R1 ia naștere o tensiune proporțională cu valoarea curentului ce trece prin el (max. 133 mV la 40 A). Această tensiune a-

ajunge prin divizorul de tensiune P2, care servește la calibrare, la amplificatorul diferențial A1. A1 comandă, prin etajele de separare A2 ... A8, o scală termometrică realizată cu LED-urile D1 ... D8. Cu ajutorul potențiometrului de calibrare se reglează tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional între 6,5 și 6,6 V, astfel încât LED-urile D1 ... D5 luminează.

La descărcarea bateriei, crește căderea de tensiune pe șunt, astfel încât tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional A1 crește, și LED-urile D5 ... D8 indică descărcarea. Dacă prin R1 circulă un curent în sens invers, atunci tensiunea de ieșire în scădere a lui A1 determină stingerea treptată, în funcție de curentul de încărcare a LED-urilor D4 ... D1. Bineînțeles, oscilațiile tensiunii provoacă un „salt" al indicației, deoarece tensiunile de referință pe rezistențele R7 ... R14 nu provin de la o sursă de tensiune constantă. Acest fenomen poate fi neglijat, deoarece el dă o indicație calitativă despre starea bateriei, și anume „încărcat" sau „descărcat".

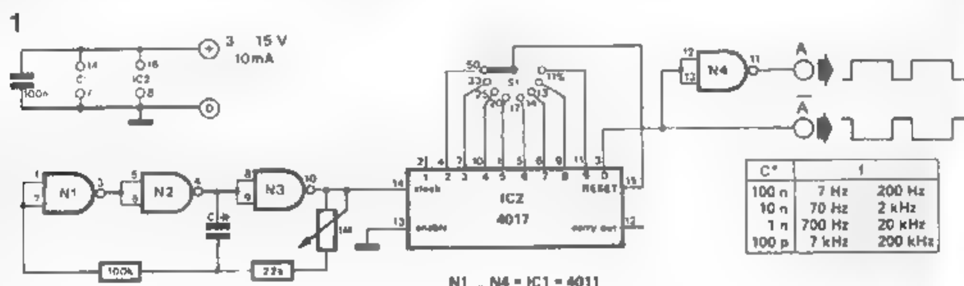
Cu valorile date, calibrarea este exact de 6,5 V pentru o tensiune de 13 V. O abatere de ±15% de la valorile date este permisă atunci când tensiunea bateriei este cuprinsă între 11 și 15 V. (R1 se va confecționa prin bobinare cu sârmă de constantan.) O rezolvare elegantă pentru realizarea lui R1 constă în utilizarea căderii de tensiune în lungul legăturii de la polul plus al bateriei la regulator ca tensiune de șunt și conectarea potențiometrului de calibrare la aceste două puncte. Dacă această tensiune se dovedește a fi prea mică, se poate mări amplificarea lui A1 prin mărirea valorii lui R6

056 *Generator cu factor de umplere și raport impuls/pauză reglabil*

Cu numai două circuite CMOS ieftine poate fi construit un generator de impulsuri al cărui raport impuls/pauză, etalonat fără echilibrare, este reglabil.

Montajul se pretează în special pentru etalonarea aparatelor de măsură a unghiului de închidere și a raportului impuls/pauză. Se utilizează un circuit integrat CD 4017 (IC2), divizor zecimal, ale cărui ieșiri zecimale sunt legate printr-un comutator de selecție cu intrarea reset. Prin aceasta, rezultă un divizor reglabil cu factori de divizare între 2 și 9. Așa cum se arată în diagrama impulsurilor din fig 2, la ieșirile divizorului, nu numai frecvența, ci și raportul impuls/pauză este „împărțit" corespunzător raportului de divizare reglat.

Raportul impuls/pauză la ieșirea 0 (pin 3) a divizorului este egal cu 100% împărțit prin raportul reglat al divizorului. Dacă, de exemplu ieșirea 5 (pin 1) este legată prin S1 cu intrarea



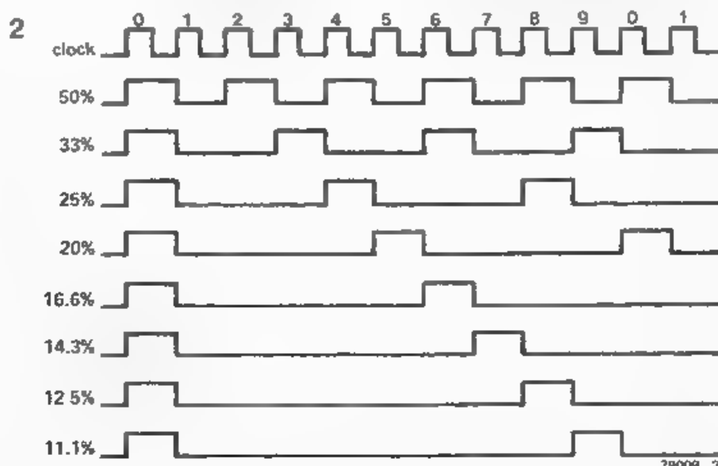
C*	f	
100 n	7 Hz	200 Hz
10 n	70 Hz	2 kHz
1 n	700 Hz	20 kHz
100 p	7 kHz	200 kHz

reset, atunci raportul impuls/pauză este egal cu: 100%/5 = 20%.

Aceste rapoarte impuls/pauză reglate fix sunt independente de frecvența care este furnizată de multivibratorul astabil construit cu trei porți NAND (N1 ... N3) ale circuitului integrat 4011 (IC1). Cea de a patra poartă N4 a lui 4011 inversează semnalul de ieșire al generatorului de impuls, astfel încât sunt disponibile și rapoartele impuls/pauză de la 50% la 88,9%.

În total, generatorul de impulsuri furnizează 15 rapoarte diferite impuls/pauză de la 11,1% la 88,9%.

Frecvența generatorului poate fi reglată cu



potențiometrul de 1 M peste aproape trei decade. În cazul în care sunt necesare mai multe domenii de frecvență, pot fi conectate pe rând mai multe condensatoare C* având valorile date în tabel. La stabilirea frecvenței la ieșire trebuie desigur să fim atenți dacă frecvența oscilatorului (frecvență ceas) este divizată prin raportul de divizare reglat pentru raportul dorit impuls/pauză al lui IC2.

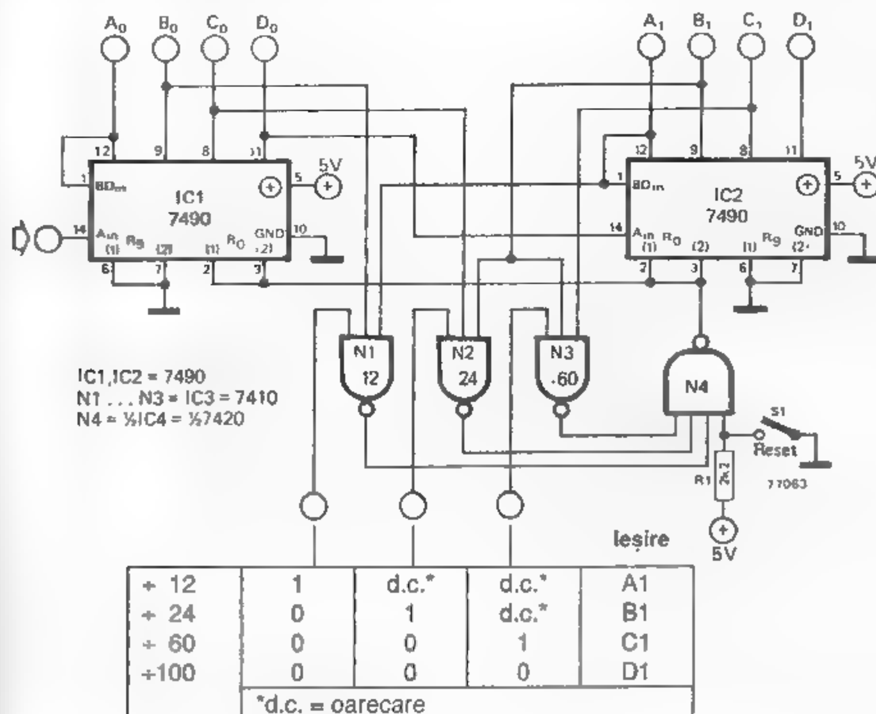
Amplitudinea la ieșire a generatorului de impulsuri corespunde tensiunii de funcționare care poate fi, la alegere, între 3 și 15 V.

Raport impuls/pauză

Ieșirea A	Ieșirea $\overline{A}$
50 %	50 %
33 %	67 %
25 %	75 %
20 %	80 %
16,6%	83,4%
14,3%	85,7%
12,5%	87,5%
11,1%	88,9%

057 *Numărător 12-24-60-100*

Ca o continuare logică a numărătorului 100-60, prezentăm aici o variantă extinsă la care sunt disponibili, la alegere, și factorii de divizare 12 și 24. Cu aceasta se deschide perspectiva utilizării numărătoarelor modulate la construcția unui ceas, a unui releu de timp etc.



÷ 12	1	d.c.*	d.c.*	A1
÷ 24	0	1	d.c.*	B1
÷ 60	0	0	1	C1
÷100	0	0	0	D1
	*d.c. = oarecare			

Un modul poate fi programat și fix la un anume factor de divizare. În cele mai multe cazuri, în această situație, unele componente ale montajului prezentat nu mai sunt necesare. Programarea numărătorului 12 - 24 - 60 - 100 se realizează prin decodificarea poziției numă-

rătorului dorit și resetarea numărătorului prin semnalul de ieșire al montajului decodor. Din tabel reiese felul cum sunt programați diferiți factori de divizare. Dacă există la cele trei intrări de selecție câte o rezistență pull-down (680 Ω), atunci pentru comutarea factorilor de divizare este suficient un comutator unipolar cu 4 poziții.

Această combinație de numărătoare ocupă în general ultimul loc într-un lanț de numărare; de aceea s-a renunțat la un montaj de ieșire mai complicat. Fiecărui factor de divizare îi aparține o anumită ieșire (vezi tabelul).

058 *Siguranță de polaritate*

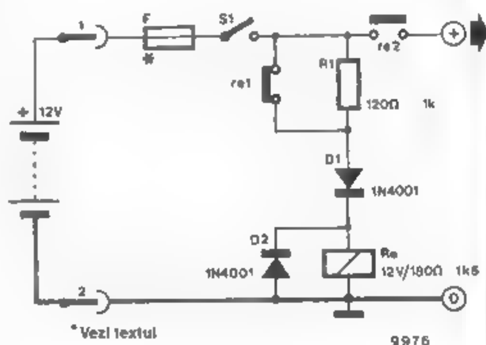
Aparatele electronice care sunt alimentate de la o sursă externă de curent continuu pot suferi pagube importante la o conectare greșită a polarității sursei de alimentare. În cazul în care curentul absorbit este mic, atunci o diodă conectată în serie preîntâmpină o astfel de întâmplare nefericită. Dioda conduce doar în cazul unei tensiuni cu polaritatea corectă; la o conectare greșită ea protejează aparatul. Cu ajutorul unui redresor în punte, ca protecție contra polarității inverse, sursa externă poate fi chiar conectată oricum. Dezavantajul acestor soluții este că, totuși, alături de pierderea de tensiune apare și o pierdere de putere care este importantă în special la curenți mari de alimentare.

Rezolvarea alternativă prezentată ocolește dezavantajul enunțat, aici nu mai există practic nici o pierdere de tensiune sau de putere. Siguranța de polaritate, care în figură este dimensionată pentru o tensiune de alimentare de 12 V, este încorporată în aparatul de protejat.

La o conectare corectă a tensiunii existente la bornele 1 și 2, prin contactul de repaus re1, dioda D1 și bobina releului, curentul circulă imediat ce comutatorul S1 închide circuitul. Ca urmare, releul anclanșează și stabilește prin contactul său de lucru legătura cu aparatul. Deoarece curentul de menținere al releului este mai mic decât curentul de reacție, releul nu declanșează deși contactul de repaus re1 se deschide.

Rezistența R1 reduce curentul ce trece prin bobina releului în starea conectată, astfel încât pierderile rămân limitate la minimum.

La o conectare greșită a polarității sursei de alimentare, D1 se blochează; releul nu mai poate atrage, alimentarea aparatului se întrerupe. Dioda D2 atenuează vârfurile de tensiune care pot să apară la deconectarea bobinei releului.



Este bine ca siguranța fuzibilă a aparatului (în situația în care există) să fie amplasată între sursa externă de tensiune și siguranța de polaritate; prin aceasta, ea își poate îndeplini funcția în orice caz. De cele mai multe ori curentul prin releu este atât de redus față de curentul absorbit de aparat, încât valoarea siguranței poate rămâne neschimbată. Pentru ca siguranța de polaritate să poată fi utilizată și la alte tensiuni de alimentare, este necesar un tip de releu adecvat pentru aceasta. Valoarea rezistenței R1 depinde de caracteristicile releului; ea trebuie determinată experimental.

059 *Convertor semnale dreptunghiulare dinte de ferăstrău*

Un generator de semnale dreptunghiulare poate fi în general transformat ușor într-un generator de semnale în dinte de ferăstrău; „conținutul muzical" al dintelui de ferăstrău este cu mult mai important decât al semnalului dreptunghiular. Conversia unei oscilații dreptunghiulare într-una în dinte de ferăstrău, în mod implicit, este legată de dezavantajul că amplitudinea dintelui de ferăstrău este dependentă de frecvență. Convertorul descris în continuare nu prezintă acest dezavantaj; el se pretează principial și la înglobarea într-un circuit integrat.

În instrumentele muzicale electronice se face uz de divizoarele de octave, divizoare care furnizează toate frecvențele aparținând unei octave. Semnalele de ieșire ale divizorului sunt totuși de formă dreptunghiulară (simetrice), asemenea semnale conțin, alături de frecvența fundamentală, numai armonici de ordin impar (vezi fig. 1a). În cele mai multe cazuri se încearcă să se obțină sunetul dorit printr-o formă dreptunghiulară asimetrică sau printr-un lanț de filtre conectate la ieșire. Această soluție nu este totuși ideală; orice expert în orgi electronice percepe din primul moment deosebirea față de o orgă cu semnal veritabil în dinte de ferăstrău.

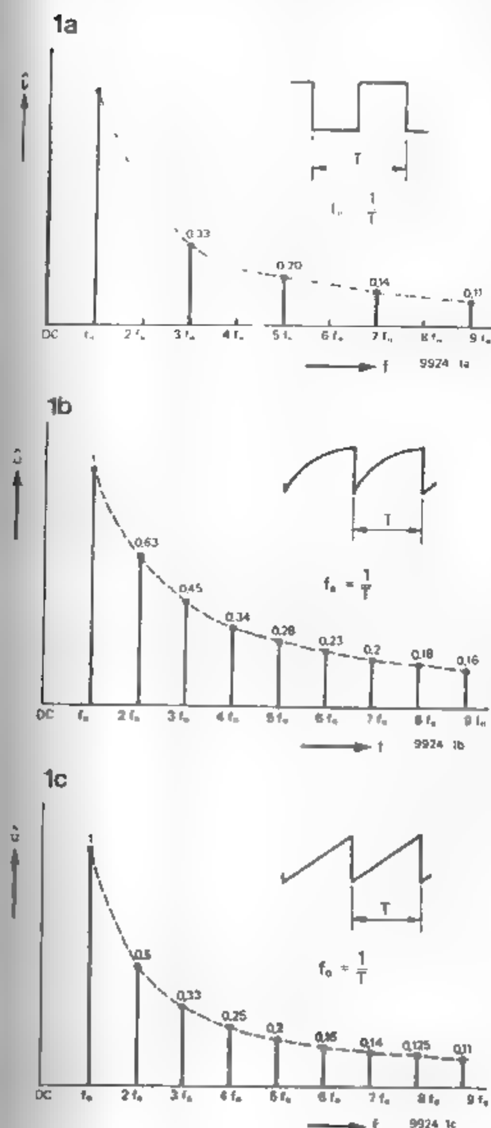
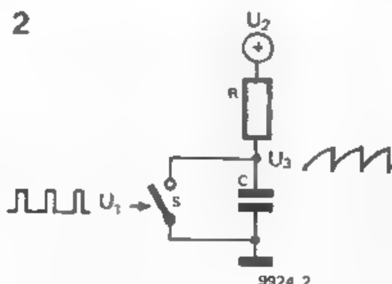
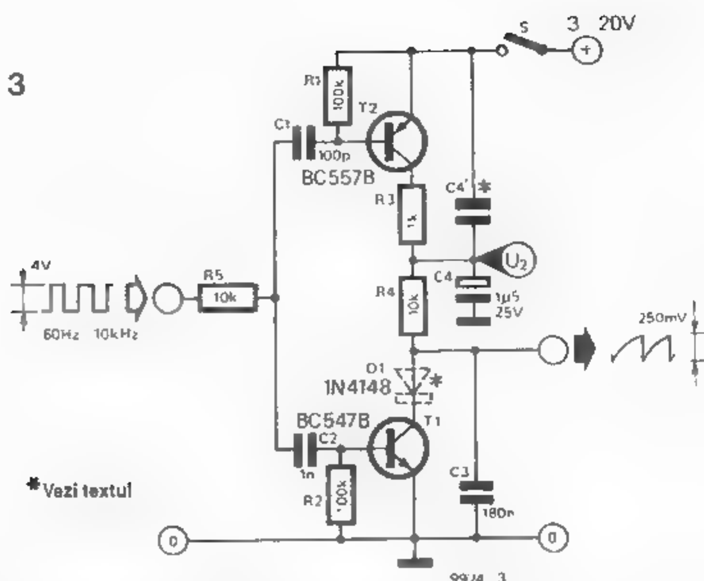


Fig. 1. Spectrele de amplitudine (amplitudinea armonicilor în funcție de oscilația fundamentală) ale unei tensiuni dreptunghiulare simetrice (a), ale unei tensiuni în dinte de ferăstrău cu front de creștere exponențial (b), ca și ale unei tensiuni în dinte de ferăstrău cu front de creștere liniar (c). Din 1a reiese clar că la semnalul dreptunghiular lipsesc armonicile de ordin par.

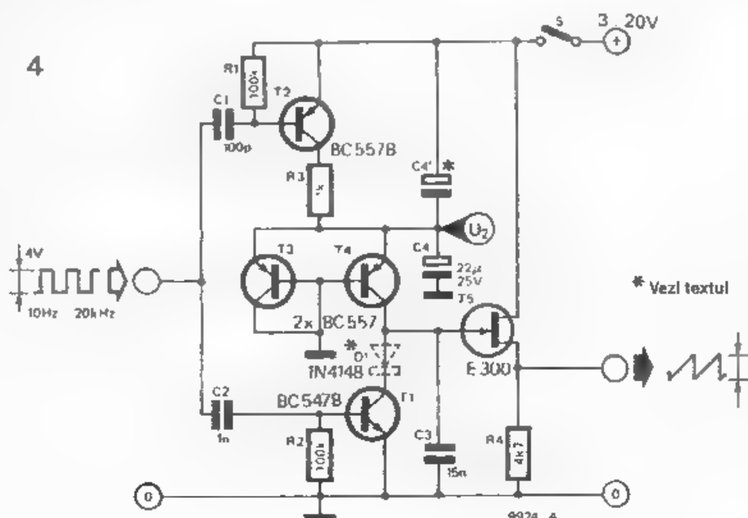
Fig. 2 Principiul unui convertor semnal dreptunghiular - semnal în dinte de ferăstrău. Aici amplitudinea dintelui de ferăstrău scade cu atât mai mult cu cât este mai mare frecvența impulsurilor de comandă.





Un semnal în dinte de ferăstrău conține atât armonici pare cât și armonici impare (fig. 1b și 1c), astfel încât, în principiu, din dintele de ferăstrău se poate forma orice sunet.

O tensiune de formă dreptunghiulară adoptă o evoluție în formă de dinte de ferăstrău atunci când se încarcă și se descarcă periodic, în anumite momente, un condensator. Dacă se încarcă condensatorul C din fig. 2 printr-o rezistență și în final se descarcă brusc, atunci pe acest condensator ia naștere tensiunea în dinte de ferăstrău cu creșterea exponențială prezentată în fig. 1b. Amplitudinea tensiunii U3 (fig. 2) scade totuși odată cu creșterea frecvenței impulsurilor de comandă U1 deoarece, ca urmare a duratei mai mici de deschidere a comutatorului S, rămâne mai puțin timp disponibil pentru încărcarea condensatorului C. În plus, se modifică curbura frontului crescător al dintelui de ferăstrău deoarece la creșterea frecven-



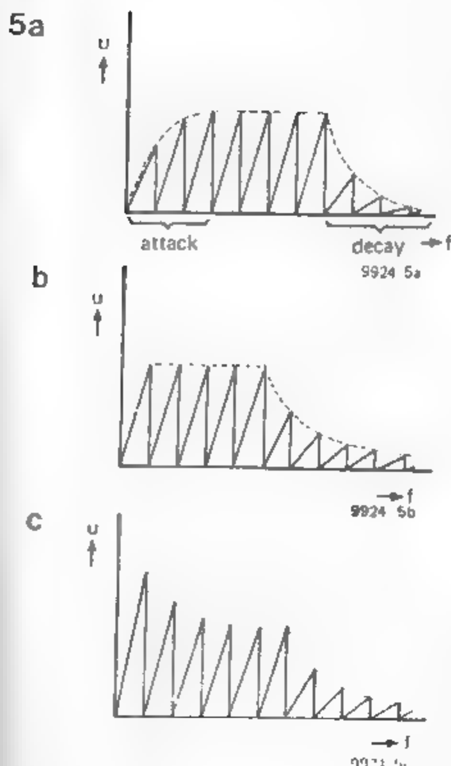


Fig. 5. Influența lui C4 și C4' asupra modulației semnalului de ieșire. „Timpul de atac" poate fi ales după voie, dar concomitent va fi influențat și „timpul de cădere":
a) fără C4'
b) cu C4'; U2(repaus) =$u_{\text{ieș}}$
c) cu C4'; U2(repaus)> $u_{\text{ieș}}$
U2(repaus) este, în lipsa semnalului de intrare, tensiunea existentă pe C4 (comutatorul S închis).

tei este parcurs doar un segment scurt al curbei de încărcare; acest fenomen este cu atât mai puțin evident cu cât tensiunea U2 este mai mare decât U3.

Fig. 3 prezintă un montaj care compensează scăderea amplitudinii la creșterea frecvenței printr-o tensiune de încărcare crescută, U2. Funcția comutatorului de scurtcircuitare din fig. 2 este preluată aici de tranzistorul T1, a cărui joncțiune colector-emitor devine conducătoare în scurtul moment al frontului pozitiv al semnalului dreptunghiular de intrare, astfel încât condensatorul C3 este șuntat pentru scurt timp. În timpul frontului negativ al semnalului de intrare conduce T2; în acest moment condensatorul C4 se încarcă. Valoarea medie a curentului este proporțională cu frecvența semnalului de intrare într-un anumit domeniu de frecvență. Deci, dacă frecvența semnalului de intrare crește, atunci crește practic liniar și tensiunea pe C4. Rezultatul este o tensiune în dinte de ferăstrău exponențială, a cărei amplitudine rămâne constantă în domeniul 60 Hz ... 10 kHz, forma dintelui de ferastrău depinde încă mai mult sau mai puțin de frecvență. Această „lipsă de frumusețe" (un dinte de ferăstrău liniar are de obicei un „conținut muzical" mai redus decât un dinte de ferastrău cu front de creștere exponențial) poate fi înlăturată dacă rezistența R4 se înlocuiește printr-o oglindă de curent (T3/T4 în fig 4) Un etaj de separare (buffer) (T5) completează convertorul semnal dreptunghiular - dinte de ferastrău.

Dacă se dorește conectarea și deconectarea convertorului prin tensiunea de alimentare (comutatorul S) astfel încât amplitudinea dintelui de ferastrău să scadă lent ca urmare a descărcării lui C4, atunci trebuie adăugată dioda D1; ea împiedică ajungerea semnalului de intrare la ieșire prin joncțiunea bază-colector (atenuare circa 60 dB). La conectarea tensiunii de alimentare, C4 este încărcat. Timpul necesar pentru aceasta depinde de R3, C4 și C4', unde condensatorul C4' are rolul de a stabili valoarea inițială a amplitudinii dintelui de ferăstrău. Durata de descărcare a lui C4 este determinată de oglinda de curent T3/T4. Dacă frecvența crește, atunci timpii de „cădere" și de „atac" sunt mai scurți. Deoarece acesta este cazul și la diferite instrumente muzicale neelectronice, acest efect poate fi utilizat în mod avantajos

Necesarul de curent este redus și, în funcție de tensiunea de alimentare, este între 5 ÷ 20 mA.

Fig. 3. Montajul unui convertor semnal dreptunghiular - semnal în dinte de ferăstrău, a cărui amplitudine de ieșire este dependentă de frecvență. Frontul de creștere a semnalului în dinte de ferăstrău are o formă exponențială.

Fig. 4. Prin adăugarea unei oglinzi de curent (T3/T4) se obține la ieșire un semnal cu flanc de creștere liniar. Etajul de separare (buffer) de la ieșire împiedică reacțiile, care ar prejudicia în special liniaritatea dintelui de ferăstrău.

060 *Tester funcții logice TTL și CMOS*

Acest tester se deosebește de alte construcții similare din două puncte de vedere: cu el pot fi investigate atât montaje TTL cât și CMOS; în plus, permite identificarea, în afară de cea a semnalelor „0" și „1", a încă trei stări.

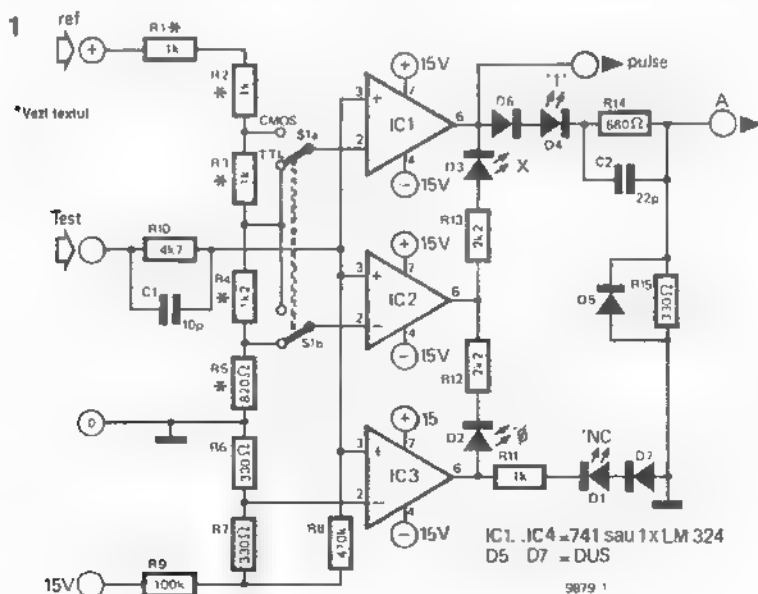
La montajele TTL, unui „0" logic îi corespunde o tensiune de 0,8 V sau mai puțin, iar unui „1", o tensiune de cel puțin 2 V. În domeniul dintre 0,8 V și 2 V starea logică nu este definită, de aceea acest domeniu este definit ca „interzis". Pentru montajele digitale în tehnică CMOS nu mai pot fi date valori fixe de tensiune, deoarece aici tensiunea de alimentare utilizată joacă un anumit rol. Tensiunile de semnal care măsoară mai puțin de 40% din tensiunea de alimentare sunt considerate „0" logic în tehnica CMOS; iar cele de peste 60% din tensiunea de alimentare sunt considerate „1" logic. Domeniul nedefinit, în acest caz, se întinde între 40% și 60% din tensiunea de alimentare.

Pentru a putea detecta toate valorile de tensiune, se face apel la avantajele comparatoarelor de tensiune analogice. Acestea se caracterizează nu numai printr-o impedanță mare de intrare, dar, printr-un divizor de tensiune, în cazul lor se poate stabili pragul de comutare, în funcție de tensiunea de alimentare a obiectului de testat.

Montajul

Fig. 1 prezintă montajul testerului de semnale logice realizat cu trei comparatoare (IC1 ... IC3). Intrările neinversoare (+) sunt conectate, prin rezistența R10, la punctul test, în timp ce tensiunea de alimentare a montajului verificat este conectată la divizorul de tensiune R1 ... R5. În cazul în care comutatorul S1 este pus în poziția „TTL", atunci tensiunea la intrarea inversoare (–) a lui IC1 este de 2 V, iar la intrarea inversoare a lui IC2 este de 0,8 V; (aceste valori ale tensiunii sunt prestabilite, deoarece montajele TTL sunt alimentate cu 5 V conform prescripțiilor). Intrarea inversoare a comparatorului IC3 se găsește la o tensiune de –50 mV

Fig. 1. Montajul testerului logic; el se pretează în egală măsură pentru investigarea montajelor TTL cât și a celor CMOS. Introducerea unui al patrulea amplificator operațional este avantajoasă.



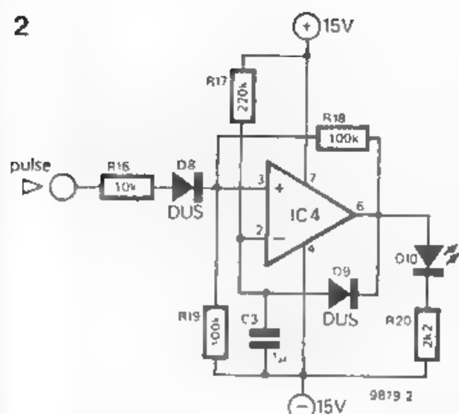


Fig. 2. Extinderea testerului pentru detectarea semnalelor în formă de impuls.

prin rezistentele R6, R7 și R9.

Dacă tensiunea la intrarea test este mai mare de 2 V, atunci la toate ieșirile comparatoarelor tensiunea este ridicată și, prin urmare, LED-ul D4 luminează. La o tensiune de intrare cuprinsă între 2 V și 0,8 V, la ieșirile lui IC2 și IC3 există o tensiune ridicată, în timp ce la ieșirea lui IC1 există o tensiune mică. În acest caz luminează LED-ul D3, arătând că semnalul este în domeniul interzis.

O tensiune de intrare cuprinsă între 0 și 0,8 V are ca urmare faptul că la ieșirile lui IC1 și IC2 se găsesc tensiuni scăzute, iar la ieșirea lui IC3 se găsește o tensiune ridicată. LED-ul D2 semnalizează aici existența unui „0" în punctul testat.

Se poate întâmpla ca testul să fie aplicat la borna unui circuit integrat intern neconectat (orb). Asemenea pini sunt notați în cataloage, de cele mai multe ori, cu NC (not connected); în acest caz, luminează LED-ul D1. Intrările neinversoare ale tuturor celor trei comparatoare se găsesc la –100 mV prin rezistența R8 atunci când intrarea testerului este deschisă

Înainte de testarea unui montaj construit în tehnica CMOS, se aduce comutatorul S1 în poziția prevăzută pentru aceasta. Modul de lucru al testerului rămâne neschimbat; doar pragurile de comutare se modifică de la 0,8 V la 40% din tensiunea de alimentare, respectiv de la 2 V la 60% din tensiunea de alimentare. Testerul însuși necesită o tensiune de alimentare simetrică de ±15 V și un curent de maximum 40 mA în funcție de tensiunea de alimentare.

Extindere

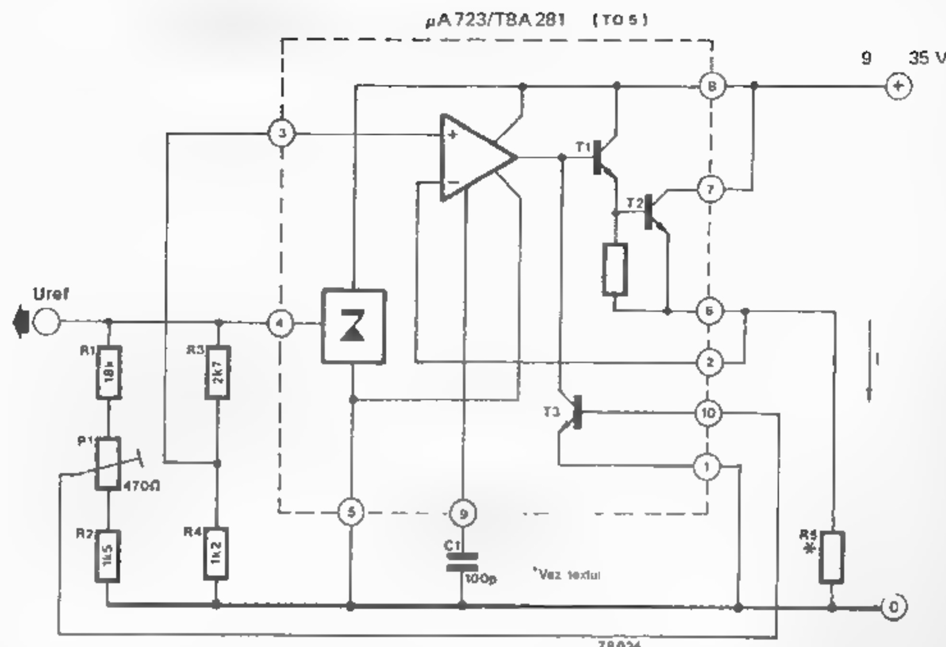
Până aici s-a presupus că starea logică a punctului testat rămâne constantă un timp mai îndelungat. Acest caz nu se întâlnește întotdeauna; adeseori se întâlnesc și semnale în formă de impuls sau succesiuni de impulsuri. Testerul, de cele mai multe ori în astfel de cazuri, nu furnizează nici o informație concludentă. Printr-o extindere simplă a testerului (vezi fig. 2) se poate câștiga claritate și în acest caz. Anexa constă dintr-un multivibrator monostabil care este triggerat printr-un eventual impuls disponibil în punctul test. LED-ul D6 luminează timp de circa 0,2 s pentru fiecare impuls, la o frecvență mai mare de 5 Hz, clipitul LED-ului se transformă într-o luminare continuă.

Punctele notate cu „pulse" în montajul testerului și în fig. 2 se leagă împreună.

(J. Borgman)

061 *Sursă de tensiune cu stabilitate mare la variații de temperatură*

Dependența de temperatură a tensiunii interne, stabile, de referință a circuitului integrat 723 (TBA 281) poate fi redusă și mai mult, printr-un artificiu. Amplificatorul diferențial lucrează împreună cu tranzistoarele T1 și T2 (pe T3 nu-l luăm în considerare) ca amplificator 1x. Intrarea neinversoare este legată cu tensiunea de referință printr-un divizor de tensiune, astfel încât prin R5 trece un curent constant I. Curentul I produce o cădere de tensiune pe tranzistoarele T1 și T2, astfel încât circuitul integrat se încălzește. Temperatura tranzistorului T3, care se găsește de asemenea pe cip, crește și ea.



Atunci când este atinsă o anumită temperatură, reglabilă cu P1, tensiunea bază-emitor a lui T3 scade într-o asemenea măsură, încât curentul din divizorul de tensiune cu P1 trece în baza lui T3. Curentul de colector al lui T3 crește prin aceasta și diminuează puterea transformată în căldură; creșterea suplimentară a temperaturii cipului este astfel compensată. Imediat ce echilibrul termic este stabilit, ne stă la dispoziție o tensiune de referință Uref de mare stabilitate. Reglajul se realizează astfel: înainte de conectarea tensiunii de alimentare, se rotește P1 astfel încât cursorul său să se găsească la R1. După câtva timp circuitul integrat s-a încălzit puțin. Acum P1 trebuie reglat astfel încât circuitul integrat abia mai poate fi atins (circa 60 ... 70°C). Din cauza inerției termice a sistemului, reglarea lui P1 poate fi realizată doar treptat prin introducerea unor pauze intermediare suficient de lungi.

Valoarea lui R2 trebuie dimensionată astfel încât să nu fie depășită temperatura admisibilă a circuitului integrat.

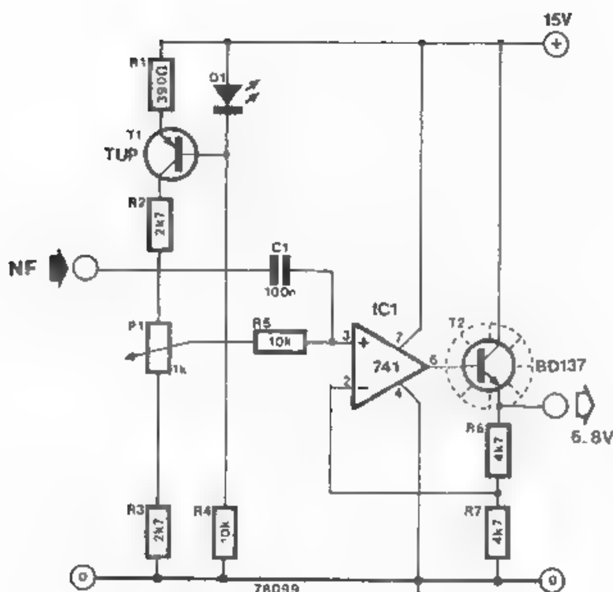
La o tensiune de alimentare între 9 și 15 V, valoarea lui R5 este de 33 Ω, între 15 V și 25 V de 68 Ω, iar între 25 V și 35 V, de 100 Ω.

062 *Alimentare modulabilă*

Alimentarea cu o tensiune de ieșire modulabilă este necesară pentru modularea AM a etajelor finale ale emițătoarelor, a emițătoarelor cu diode Gunn în domeniul gigaherților și pentru alte aplicații de acest gen.

Această alimentare furnizează în stare de repaus o tensiune de ieșire ce poate fi reglată cu P1 între 6 și 8 V; atunci când este modulată, tensiunea de ieșire la valori între circa 3 și 10 V. Domeniul de frecvență se întinde de la 200 Hz până la 30 kHz.

Fără sarcină externă, curentul absorbit de modulator este de circa 5 mA. Dacă tranzistorul T2 este răcit suficient, alimentarea furnizează un curent de 800 mA la o tensiune medie la ieșire de 6 V



063 *Comandă pentru sintetizator de frecvențe*

Sintetizatoarele de frecvență, în instalațiile de emisie și de recepție sunt comutate de cele mai multe ori pe frecvența lor de ieșire prin comutatoare cu mai multe secțiuni. Deoarece asemenea comutatoare sunt destul de scumpe, s-a căutat o alternativă mai favorabilă ca preț.

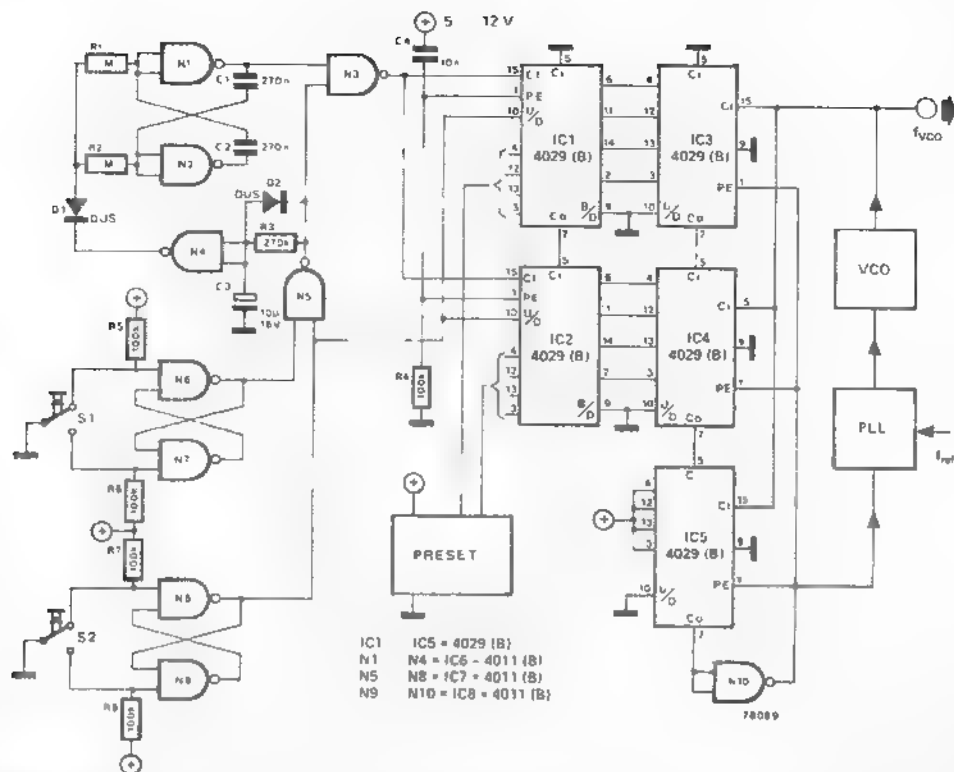
În sintetizatoarele de frecvență, o anumită frecvență fixă este împărțită printr-un factor întreg, reglabil.

Funcția divizorului de frecvență reglabil este preluată în acest montaj de numărătoarele reversibile IC3, IC4 și IC5; ele lucrează aici ca numărătoare zecimale. De fiecare dată când numărătoarele ajung la poziția zero, intrările lor activabile de presetare primesc un impuls; IC3 și IC4 sunt apoi setate pe poziție de alte două numărătoare (IC1 și IC2). Pozițiile numărătoarelor lui IC1 și IC2 pot fi modificate cu două taste exterioare. Cu S1 poziția numărătorului poate fi schimbată în sens crescător, iar cu S2 poate fi schimbată în sens descrescător. Prin apăsarea scurtă pe una din taste se schimbă poziția cu un pas. Dacă se apasă mai mult pe o tastă, atunci IC1 și IC2 parcurg succesiv toate pozițiile. Parcurgerea se face mai întâi mai încet, apoi mai repede.

Ambele multivibratoare RS, N6 ... N9, atenuează vibrația contactelor celor două taste S1 și S2. Dacă se acționează una din cele două taste, atunci ieșirea lui N5 trece în starea „1" logic; la ieșirea lui N3 apar atunci impulsurile produse de oscilatorul dreptunghiular comandat în tensiune N1/N2. Oscilatorul primește tensiunea de comandă de la ieșirea porții N4. La aceasta, în stare de repaus, se găsește un „1" logic; el devine „0" logic atunci când una din taste rămâne apăsată un timp mai îndelungat și ca urmare C3 se poate încărca. Frecvența oscilatorului crește apoi, astfel încât pozițiile numărătoarelor se succed mai repede. Dioda D2 are rolul de a grăbi descărcarea condensatorului C3 după eliberarea tastei.

Numărătoarele IC1 și IC2 sunt presetate automat, pe o poziție selectată anterior, prin R4 și C, la conectarea tensiunii de alimentare.

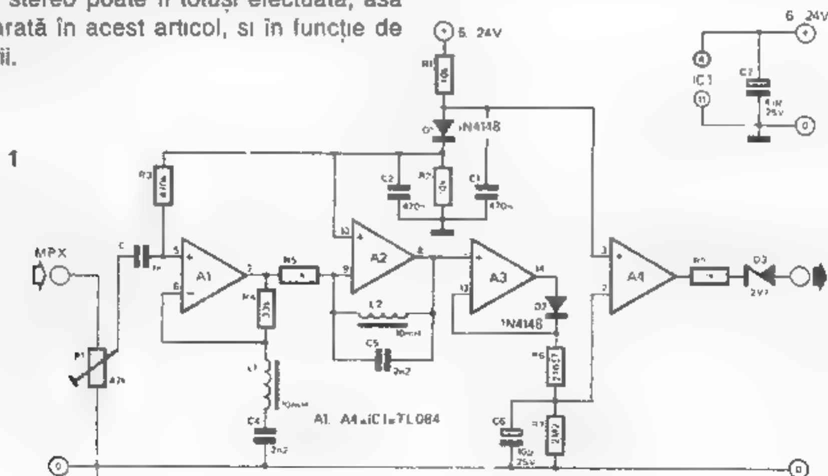
Un sintetizator de frecvențe care lucrează cu acest montaj stă, din acest motiv, mereu pe o anumită poziție de start (începere); aceasta poate fi, de exemplu, situația la cele mai multe canale de apel utilizate.

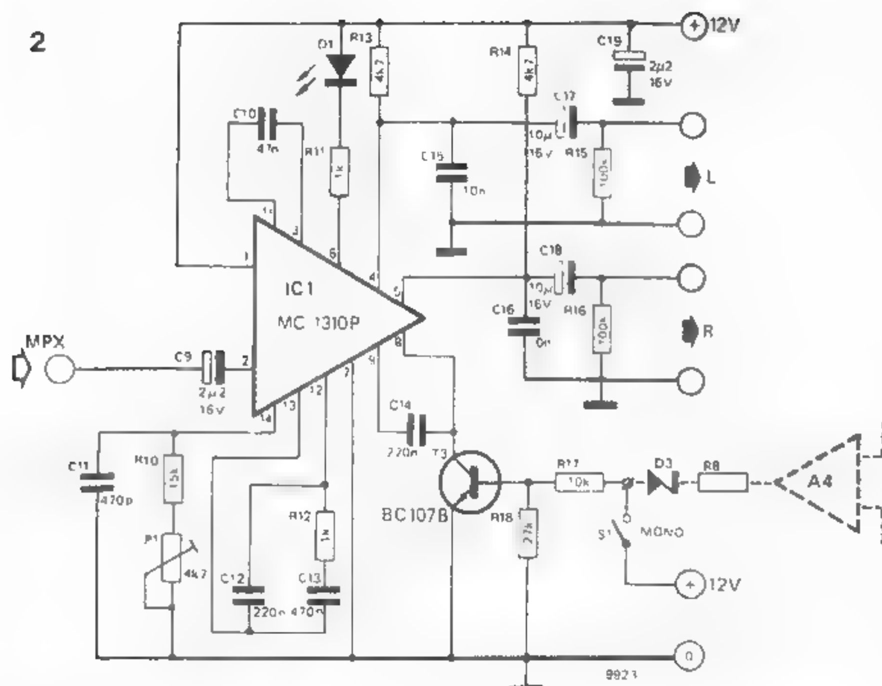


064 *Comutator automat mono/stereo*

Un mare număr de statii UKW emit sunetul pilot stereo chiar și în timpul transmiterii emisiunilor mono. Conectarea si deconectarea decodorului stereo poate fi totuși efectuată, asa cum se arată în acest articol, si în funcție de alte criterii.

Fig. 1 Montajul comutatorului mono/stereo automat; el lucrează independent de sunetul pilot.

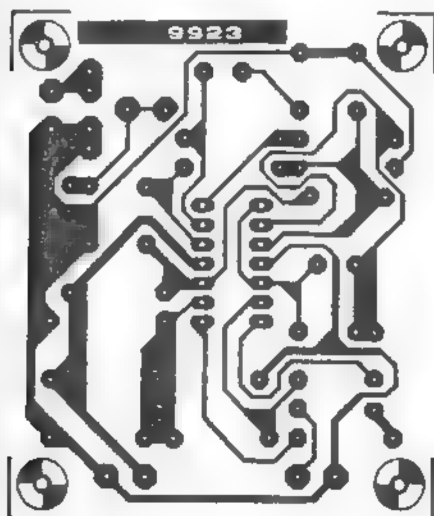


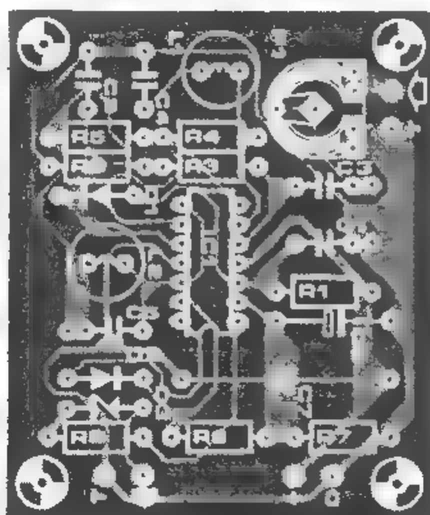


Prietenii HiFi-ului vor observa repede când indicatorul stereo, la acordarea pe un post de emisie suficient de puternic, luminează fără întrerupere și independent de programul în curs. Aceasta se datorează faptului că respectivul post emite continuu, pe baza simplificării funcționarii emițătorului, un sunet pilot de 19 kHz,

Fig. 2 Combinarea montajului din fig. 1 cu decodorul stereo nu pune probleme.

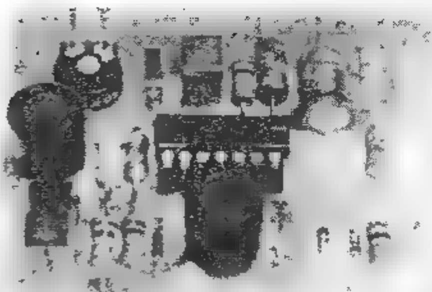
Fig. 3 Placa de circuit și modul de amplasare a componentelor pentru montajul din fig. 1.





Lista de componente pentru montajele 1 și 3

Rezistențe	C4, C5 = 2n2
R1, R2 = 10 k	C6 = 10 µ/25 V
R3 = 470 k	C7 = 47 µ/25V
R4 = 33 k	
R5 = 1 k	**Semiconductoare**
R6 = 270 Ω	IC1 = TL084(Texas)
R7 = 2M2	D1, D2 = 1N4148
R8 = 1 k	D3 = ZD 2V7
Condensatoare	**Diverse**
C1, C2 = 470 n	P1 = 47 k semireglabil
C3 = 1 n	L1, L2 = 10 mH



indiferent dacă se transmite în acel moment în stereo sau în mono. Lămpile indicatoare ale tunerului nu mai fac posibilă atunci nici deosebirea emisiunilor mono de cele stereo și nici recunoașterea emisiunilor stereo. Acest fenomen trebuie să fie privit ca fiind puțin îmbucurător din punctul de vedere al ascultătorilor de emisiuni radio deoarece, ca urmare a emisiei neîntrerupte a semnalului pilot, decodorul stereo rămâne și el conectat continuu. El poate fi redeconectat manual la cele mai multe tunere, dar acest lucru implică un anume disconfort. Deoarece emisiunile mono și stereo nu pot fi deosebite între ele decât prin auz, în lipsa unui indicator independent de sunetul pilot decodorul stereo rămâne cuplat aproape întotdeauna și la emisiunile mono; urmarea este că emisiunile mono sunt ascultate cu zgomot stereo!

Pentru a scăpa de problema descrisă mai sus, putem utiliza comutatorul automat mono/stereo descris aici. El poate fi combinat cu aproape orice decodor stereo și-și poate găsi locul, datorită dimensiunilor sale reduse, în carcasa oricărui tuner. Montajul preia sarcina automatului mono/stereo de până acum; el pune în funcție decodorul stereo doar atunci când într-adevăr este recepționată o emisiune stereo. La emisiunile mono, indiferent dacă sunt sau nu însoțite de sunetul pilot, decodorul rămâne deconectat.

Montajul

Fig. 1 prezintă montajul comutatorului automat mono/stereo independent de sunetul pilot; sunt suficiente un circuit integrat și câteva elemente constructive pasive. Montajul constă dintr-un amplificator selectiv (A1, A2), un detector de modulație (A3) și un amplificator de curent continuu (A4). Amplificatorul selectiv separă din domeniul de JF o anumită componentă, a cărei prezență este un indiciu clar de existență a unui semnal stereo multiplexat. Cu detectorul de modulație, din această componentă a semnalului, se obține o tensiune continuă care, după o amplificare suficientă, servește la deconectarea decodorului stereo.

Amplificatorul selectiv construit cu A1 și A2 este acordat fix, prin L1 și C4 și prin L2 și C5, pe o bandă de frecvență a cărei frecvență mijlocie este de 35 kHz. Acest domeniu aparține așa-zisei benzi S (23 ... 38 kHz) a semnalului stereo multiplexat. Atunci când într-adevăr sunt disponibile părți din semnal în acest domeniu, acestea sunt amplificate de A1 și A2 și detectate de A3; ele ajung în cele din urmă ca tensiune continuă la intrarea inversoare a lui A4. Această tensiune continuă depășește tensiunea existentă la intrarea neinversoare, astfel încât tensiunea de ieșire a lui A4 scade aproximativ la zero volți. Dacă, din contră, este recepționat un semnal mono, atunci lipsesc părțile de semnal din domeniul de 35 kHz. Tensiunea la intrarea inversoare a lui A4 este mai mică decât tensiunea la intrarea neinversoare; la ieșirea lui A4 avem ca urmare o tensiune înaltă.

Din fig. 2 reiese felul cum tensiunea de ieșire a montajului poate comanda decodorul stereo. În această fig. a fost redat încă o dată cunoscutul decodor stereo cu MC 1310P; în afară de acesta a fost desenat modul în care comutatorul mono/stereo automat din fig. 1 trebuie să fie legat cu decodorul. Comutatorul manual mono/stereo S1 nu este necesar să fie înlăturat.

Construcția

Pentru A1 ... A4 au fost utilizate amplificatoare operaționale FET; toate patru sunt amplasate în aceeași capsulă de circuit integrat. Prin aceasta, dimensiunile plăcii proiectate pentru montaj (vezi fig. 3) rămân reduse. Un loc pentru placa echipată poate fi găsit, probabil, în orice tuner FM.

Cu P1 se stabilește sensibilitatea la intrarea comutatorului automat în așa fel încât decodorul este conectat imediat la începerea unei transmisiuni stereo și este deconectat la circa 20 secunde după terminarea ei. Pentru a regla corect potențiometrul P1, cel mai bine este ca acordul să se facă pe o stație care să poată fi recepționată cu intensitatea mijlocie a câmpului. La o sensibilitate reglată prea mică, decodorul rămâne deconectat datorită zgomotului. Poziția corectă a lui P1 se găsește la mijloc și poate fi găsită fără nici o dificultate.

Tensiunea semnalului la intrarea comutatorului poate măsura între 4 mVef și circa 100 mVef Timpul de reacție este foarte scurt, de circa 2,7 ms; timpul de deconectare a fost ales intenționat mai lung, de circa 20 secunde.

Deoarece tensiunea de alimentare a montajului nu este critică (ea poate fi cuprinsă între 6 V și 24 V), ea poate fi ușor preluată de la tuner. Curentul absorbit măsoară circa 6 mA la o tensiune de alimentare de 12 V.

065 *Servo-inversor*

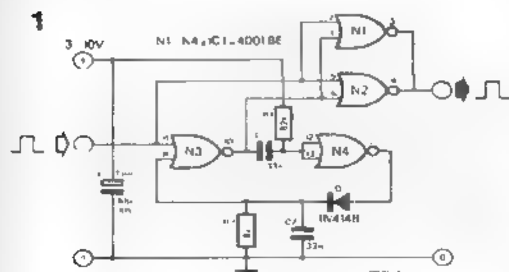
Fiecărui constructor de modele i s-a întâmplat măcar o dată ca amplasarea servo-mecanismului să nu corespundă cu direcția de rotire necesară. În acest caz poate fi de ajutor montajul descris aici.

Un servo-mecanism ar trebui amplasat, după posibilități, astfel încât bara de comandă (direcția) sau cablul Bowden să fie drepte și să se miște fără a flamba (a se îndoi). O dirijare a manetei de comandă spre dreapta ar trebui să aibă ca urmare o mișcare a modelului spre dreapta. Ambele condiții sunt, în multe cazuri, greu de îndeplinit concomitent. Trebuie realizată o manetă de comandă de o construcție complicată sau este necesară o intervenție în micul și nemanevrabilul servo-inversor; conexiunile motorului și ale potențiometrului nu trebuie lipite, în acest caz. Atât bara complicată cât și intervenția în electronica servo-inversorului nu sunt soluțiile ideale. O rezolvare a acestei probleme este un servo-inversor amplasat între receptor și servo-mecanism. Instalațiile de telecomandă suprapun informația, în cele mai multe cazuri, prin așa-zisa modulație a impulsurilor în durată. Impulsul demodulat aplicat servo-inversorului pentru aducere în poziție neutră are în general o durată de 1,5 ms. Celor două poziții limită opuse le corespunde o du-

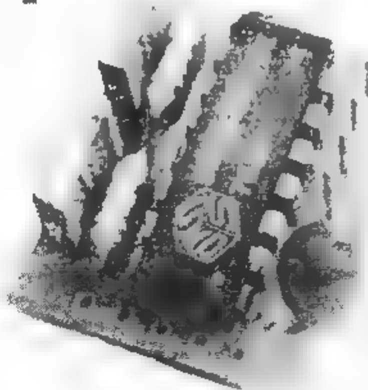
Fig. 1. Montajul servo-inversorului

Fig. 2. Construit pe o placă raster cu găuri, montajul ocupă o suprafață de numai câțiva centimetri pătrați.

1



2



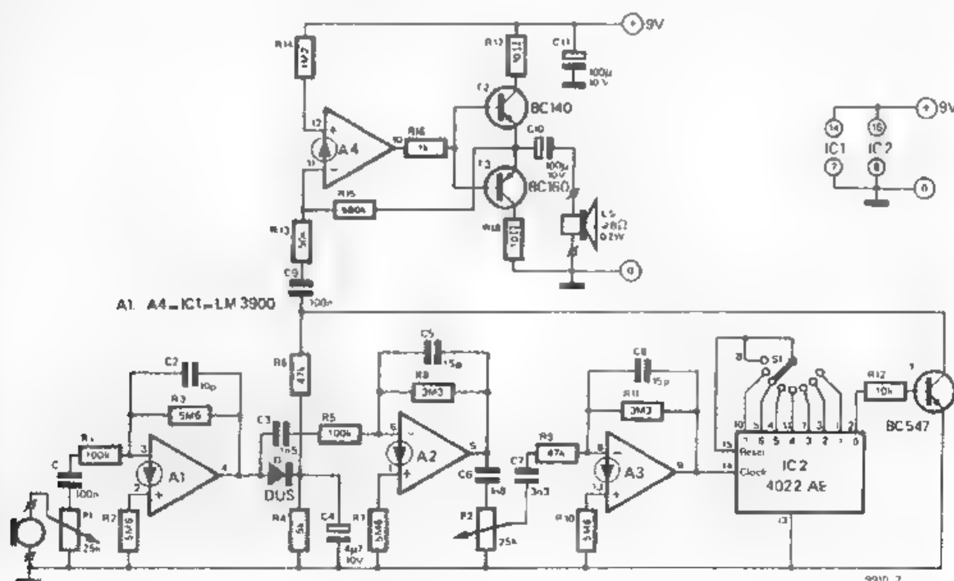
rată a impulsului de 1 ms, respectiv 2 ms. Dacă direcția de rotire a servo-mecanismului trebuie inversată pe cale electronică, atunci un impuls de 1 ms la intrarea servo-inversorului are ca urmare apariția unui impuls de 2 ms la ieșire, iar un impuls de 2 ms la intrare are ca urmare apariția unui impuls de 1 ms la ieșire. În poziția neutră se menține durata de 1,5 ms a impulsului. Acest comportament se obține atunci când se scade impulsul furnizat de receptor dintr-un impuls de referință de 3 ms. Această corelație poate fi ușor recunoscută prin durata impulsurilor pentru pozițiile extreme. Dacă se scade impulsul de intrare cu o durată de 1 ms din 3 ms, rezultă 2 ms, deci o durată a impulsului ce corespunde celeilalte poziții extreme. Un impuls de 2 ms la intrare produce un impuls la ieșire de 1 ms, corespunzând poziției extreme opuse. Diferența dintre lățimea impulsului de referință și lățimea impulsului corespunzător poziției neutre dă din nou durata impulsului pentru poziția neutră

066 *Fluitron*

Electronica permite, muzicienilor dornici să experimenteze, o multitudine de posibilități de creație; de exemplu, există nenumărate variante de aparate generatoare de efecte sonore. Este adevărat, aparatele electronice utilizabile în muzică își au „prețul" lor: stăpânirea claviaturii sau a chitarei este de cele mai multe ori inaccesibilă. Fluitronul prezentat de Elektor satisface numai cerințele mai modeste în acest domeniu, dar nu ridică nici una din pretențiile expuse mai sus.

Fluitronul pretinde utilizatorului său doar o singură deprindere: fluieratul din buze. Succesiunea de fluierături este transformată de fluitron într-un semnal cu o evoluție a amplitudinii aproximativ egală, dar totuși de o frecvență sensibil mai redusă. Cu alte cuvinte: fluitronul coboară înălțimea sunetului în timp ce dinamica lui este păstrată.

Montajul fluitronului este dat mai jos. Ca senzor poate servi un microfon cu cristal de cel mai simplu tip sau un aparat auditiv cu cristal. Semnalul fluierat, cu o formă aproape sinusoidală, este amplificat de 56 de ori de amplificatorul operațional A1. După redresarea prin dioda D1 și filtrarea cu condensatorul electrolitic C4, rezultă o tensiune continuă a cărei



mărime este proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare. În plus, semnalul fluierat este amplificat în continuare de amplificatoarele operaționale A2 și A3, astfel încât (în funcție de reglajul potențiometrului P2) acesta ia o formă dreptunghiulară până la iesirea lui A3.

Semnalul dreptunghiular comandă intrarea de tact a unui numărător CMOS - 8 cu ieșiri decodate de tipul 4022 AE (IC2). La acest numărător, ieșirile 0 ... 7 devin succesiv „1" logic, ieșirea corespunzătoare rămâne în această stare până la următorul front pozitiv al semnalului de tact. Un „1" la intrarea reset aduce numărătorul în poziția zero. Circuitul integrat este conectat în așa fel încât el se resetează singur. Poziția numărătorului la care are loc resetarea depinde de poziția comutatorului S1. În acest mod rezultă un divizor de frecvență cu factor de divizare la alegere între 1 și 8, la care, de exemplu, semnalul preluat la ieșirea 0 este „1" logic doar în timpul fiecărei a opta perioade de tact. Tranzistorul T1, care amplifică semnalul primit, își obține tensiunea de colector prin rezistența R6 de la condensatorul electrolitic C4; ea depinde de amplitudinea semnalului de intrare. La intrarea inversoare a amplificatorului operațional A4 ajunge prin urmare un semnal a cărui amplitudine este proporțională cu intensitatea semnalului de intrare; frecvența este totuși mai joasă de un număr de ori. Acest semnal este făcut audibil într-un difuzor printr-un etaj final; intensitatea sunetului poate fi reglată aici cu P1, iar sensibilitatea cu P2

Utilizarea

Sunetul fluitronului prezintă un pronunțat caracter experimental. Pentru a realiza cu el un spectacol suportabil sau chiar melodios, sunt necesare, în cele mai multe cazuri, mai întâi niște exerciții de fluierat. În special corespondența sunetului original cu sunetul produs de fluitron poate suprasolicita, la amplificări mai mari, urechile ascultătorilor mai sensibili.

Pe de altă parte, pot fi obținute melodii (armonii suportabile) fară o strădanie prea mare. Ca semnale de intrare nu sunt utilizabile doar fluierăturile ci și sunetele de flaut. Deoarece frecvența semnalului de ieșire este continuu egală sau mai mică decât frecvența semnalului de intrare (cu maximum trei octave), semnalul de intrare nu trebuie să aibă frecvențe prea joase; în caz contrar, sunetele fluitronului degenerează în trosnete și brumuri mai puțin muzicale. De mare efect este de exemplu conectarea la o chitară electrică. Dacă poziția comutatorului este pe 2, 4 sau 8, atunci fluitronul lucrează ca un factor de distorsiune, efect numit de chitariști „octavider" (divizor de octave). Pentru a nu fi luați în nume de rău, ar trebui să ne ferim de sunetele polifonice prea entuziaste, cum ar fi de exemplu acordurile de septimă largi.

(P. J. Tyrrell)

067 *Compararea tensiunilor cu osciloscopul*

Montajul permite compararea directă, vizuală, cu ajutorul osciloscopului, a diferitelor tensiuni; valorile individuale ale tensiunilor sunt prezentate alăturat pe ecranul osciloscopului, și nu una suprapusă peste cealaltă.

La testarea anumitor montaje și la căutarea defectelor, compararea directă a valorilor mai importante de tensiune este de multe ori revelatoare. Dacă aceste tensiuni sunt prezentate una lângă alta pe ecranul unui osciloscop, atunci pot fi recunoscute mult mai ușor corelațiile existente între ele, decât la măsurarea cu mai multe voltmetre sau cu un osciloscop cu mai multe canale.

Vizualizarea valorilor mai multor tensiuni este posibilă cu un montaj simplu, amplasat în față, și un osciloscop oarecare cu un singur canal, în măsura în care acesta poate fi triggerat sau sincronizat din exterior. Din montajul redat în fig. 1 se poate vedea că sunt necesare doar trei circuite integrate, cinci rezistențe și un condensator pentru a obține în total patru valori diferite de tensiune, alăturate pe ecran. Comparatorul de tensiune lucrează astfel:

Multivibratorul astabil construit cu N1, N2 și N3 comandă un numărător de tipul 4017 (IC3); acesta numără continuu de la 0 la 3, deoarece ieșirea 4 este legată cu intrarea reset. Semna-

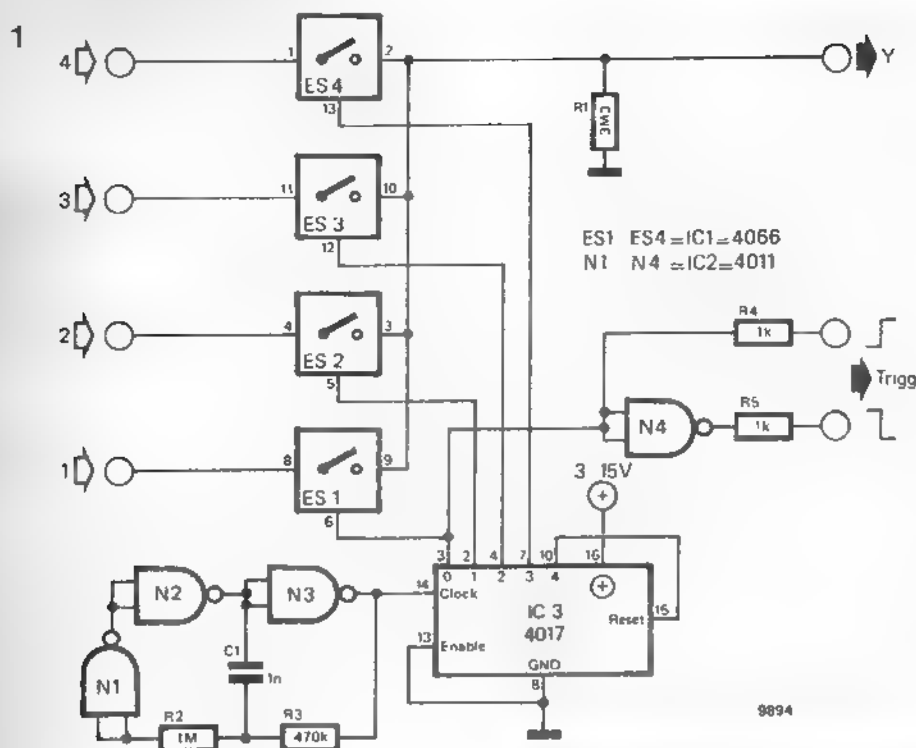


Fig. 1 Montajul comparatorului de tensiune

Fig. 2 Atunci când la intrări există patru tensiuni continue, pe ecran poate să apară o asemenea figură. Valorile tensiunilor de la canalele 1 ... 4 apar succesiv de la stânga la dreapta.

2

lele de ieșire ale numărătorului servesc la închiderea succesivă a celor 4 comutatoare electronice ce se găsesc în circuitul integrat IC1 (4066).

Semnalele, care se găsesc la intrările 1 ... 4, sunt conduse succesiv la intrarea Y a osciloscopului. Ieșirea 0 a numărătorului furnizează și semnalul trigger pentru osciloscop; poarta N4 inversează acest semnal, astfel încât deviația orizontală poate fi triggerată la alegere prin impulsuri pozitive sau negative.

Tensiunea de alimentare, care poate fi cuprinsă între 3 ... 15 V, este preluată din montajul de testat. Curentul absorbit este mai mic de 5 mA. La intrări pot exista atât semnale digitale cât și analogice; valorile de vârf ale tensiunilor de intrare nu trebuie totuși să depășească tensiunile de alimentare. Prin adăugarea unui circuit integrat suplimentar, de tipul 4066, montajul poate fi extins ușor la opt canale; în locul ieșirii 4 a numărătorului, de data aceasta se leagă ieșirea 8 cu intrarea reset.

(H. Spenn)

068 *Tester pentru diode Zener*

Cu acest montaj și cu un aparat de măsură universal, poate fi determinată cu suficientă precizie tensiunea de prag a unei diode Zener necunoscute

Cele mai multe diode Zener sunt prevăzute de producător cu o inscripție din care reiese direct tensiunea Zener. Din păcate, unii producători utilizează coduri care nu au legătură evidentă cu tensiunea Zener. Atunci când, într-un asemenea caz, nu dispunem de catalogul corespunzător, inscripția nu ne folosește la nimic și nu ne rămâne altceva de făcut decât să măsurăm tensiunea Zener.

Pentru o măsurare estimativă este suficientă o sursă de tensiune continuă, o rezistență și un aparat de măsură; precizia unei astfel de măsurări lasă de dorit.

Figura 1 arată caracteristica tensiune - curent a unei diode Zener, care este tipică pentru aproape toate exemplarele. Se poate vedea aici clar felul în care tensiunea Zener depinde de curentul Zener. Tensiunile date în cataloage se referă de cele mai multe ori la un curent de 5 sau 10 mA. Un tester Zener trebuie, de aceea, să furnizeze un curent constant de circa 5 sau 10 mA. Metoda de măsurare menționată, cu sursă de curent continuu și rezistență, apare astfel ca inadecvată, deoarece în acest caz curentul Zener nu este independent de tensiunea Zener.

Rezultate mult mai sigure se obțin cu montajul din fig. 2; el furnizează diferiți curenți constanți care pot fi utilizați, la alegere, la măsurarea diodelor Zener.

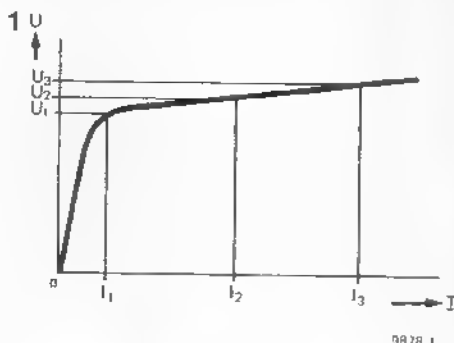
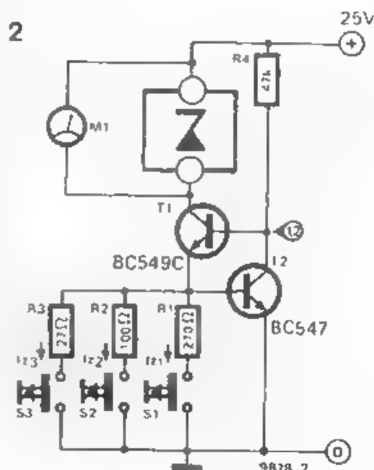


Fig. 1. Caracteristica tensiune - curent tipică a unei diode Zener. Se poate vedea clar cum, la diferiți curenți Zener, sunt măsurate și diferite tensiuni Zener. Tensiunile Zener date de producători se referă de cele mai multe ori la un curent de 5 sau 10 mA.

Fig. 2 Montajul testerului Zener, ce constă în principiu dintr-o sursă de curent constant. Din diferitele valori măsurate se pot trage concluzii despre alura caracteristicii diodei Zener.



Dacă, de exemplu, se închide contactul S1, atunci prin R1, T1 și dioda Zener circulă un curent. Baza lui T1 se găsește conectată la tensiunea de alimentare prin R4, astfel încât acest tranzistor conduce. Pe rezistența R1 poate cădea o tensiune de cel mult 0,6 V, în caz contrar tranzistorul T2 va conduce. Cel mai mare curent care trece prin R4, în acest caz, provoacă o cădere de tensiune la baza lui T1 și, prin aceasta, o scădere a curentului prin dioda Zener și prin R1. Invers, o cădere de tensiune mai mică pe R1 provoacă o creștere a tensiunii bazei lui T1 și, cu aceasta, o creștere a curentului care circulă prin R1 și dioda Zener. Tensiunea pe R1 crește, astfel, din nou.

Curentul Zener este egal cu raportul dintre tensiunea bază-emitor a lui T2 și valoarea rezistenței R1. Rezistențele R2 și R3 (sau o combinație între R1, R2 și R3) pot fi conectate în locul lui R1 cu butoanele S2 și S3, astfel încât prin dioda Zener circulă diferiți curenți constanți. Cu dimensionarea dată și cu o tensiune de alimentare de 25 V, la acționarea butoanelor S1, S2 și S3, curentul prin dioda Zener ia aproximativ valorile: 2,2 mA, 6 mA și 22 mA.

Tensiunea Zener poate fi citită la un voltmetru de curent continuu (M1) care este conectat în paralel cu dioda Zener.

Prin măsurarea diferiților curenți se obține o serie de valori ale caracteristicii diodei Zener, astfel încât se poate aprecia în mod aproximativ alura ei. În tabel sunt date valorile calculate ale curentului Zener la apăsarea diferitelor butoane. Deoarece rezistențele, cât și tranzistoarele, prezintă abateri de la valorile nominale, în practică nu poate fi evitată o toleranță a curentului măsurat de circa ±10%. În cele mai multe cazuri, această precizie este suficientă. Deoarece tensiunea de alimentare este de 25 V, cea mai înaltă tensiune Zener măsurabilă este de 22 V. O ondulație mai redusă a tensiunii de alimentare nu deranjează, de aceea, pentru alimentare sunt suficiente un transformator de 18 V, un redresor în punte și un condensator de filtrare (de exemplu 470 µ).

Valorile calculate ale curenților Zener la acționarea butoanelor S1 ... S3 (vezi fig. 2). În practică, din cauza abaterilor de la valoarea nominală a elementelor constructive și a influențelor temperaturii, precizia de măsurare poate varia între ±10%.

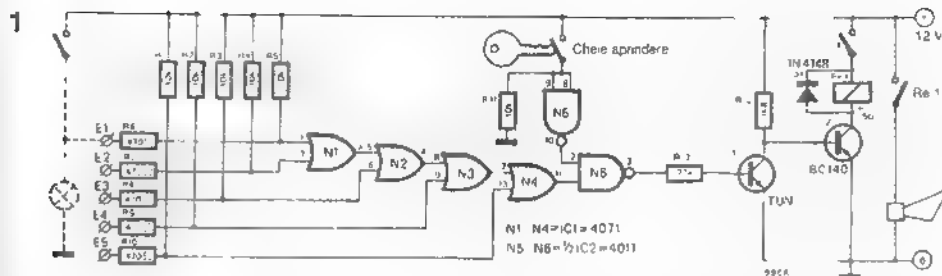
Tabelul 1

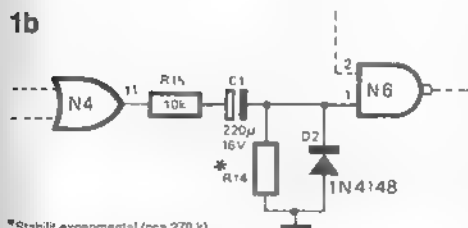
Buton	U_b	I_z
S1	25 V	2,22 mA
S2	25 V	6 mA
S3	25 V	22,2 mA
S1 + S2	25 V	8,2 mA
S1 + S3	25 V	24,4 mA
S2 + S3	25 V	28,2 mA
S1 + S2 + S3	25 V	30 mA

069 *Alarmă la demontarea autovehiculelor*

Cel care, până acum, a trebuit să se abțină de la cumpărarea unor accesorii utile cum ar fi faruri suplimentare, faruri de ceață, faruri pentru mersul înapoi, deoarece locul său de parcare este în aer liber și trebuie să se mulțumească doar cu o lanternă de garare, altminteri atacul spărgătorilor ar fi, datorită acestor accesorii, încurajat într-o măsură mai mare, găsește aici o rezolvare a problemei sale.

Rezistența la rece a lămpilor cu incandescență din farurile suplimentare este foarte mică. De aceea, atâta timp cât farurile nu sunt conectate, intrările E1 ... E5 ale instalației de alarmă sunt puse la masă. Aceasta este similar cu existența unui „0" logic la intrarea porții SAU; ieșirea lui N4 este de asemenea „0". Intrările E neutilizate trebuie puse la masă. Dacă autoturismul este parcat la marginea străzii, atunci, ca urmare a contactului cu cheie „deschis", la intrările lui N5 se găsește un „0" logic. În această stare gata de alarmă, ieșirea lui N5, ca și ieșirea lui N6 sunt în starea „1" logic. Tranzistorul T1 conduce, în timp ce T2 se blochează; releul nu este alimentat, astfel încât hupa tace imediat ce, printr-o manipulare nepermisă a farurilor, una din legăturile E1 ... E5, prin lampa





cu incandescentă, spre masă, este întreruptă, cea de a doua intrare a lui N6 trece și ea în starea „1" logic, astfel încât T1 se blochează, iar T2 conduce. Releul anclanșează acum și conectează hupa care va emite un sunet de durată.

Acțiunea acestei alarme este dublă: conducătorul, în măsura în care se găseste în apropiere, cât și eventualii trecători, sunt făcuți atenți la infracțiune; concomitent, hoțul este intimidat de sunetul hupei și o ia la fugă. Conform StVO, alarma trebuie să se întrerupă automat după un minut. Cu montajul anexă dat în fig. 1b, hupa este redusă la tăcere după timpul dorit.

Atunci când farul suplimentar este conectat fără a se fi introdus cheia în contact, se declanșează de asemenea alarma. Același lucru este valabil pentru cazul în care unul din faruri s-a ars sau este defect dintr-un alt motiv. Acest din urmă mod de acțiune protejează contra acelora care parchează după ureche, sau care nu țin cont de dimensiunile propriului vehicul. Deoarece alarma reacționează și la scoaterea cheii din contact în cazul în care farurile rămân conectate, ea ne ferește de o descărcare a bateriei din cauza neatenției.

(H. W. Braun)

070 Generator de funcții CMOS

Cu toate că acest generator de funcții de JF conține doar un singur circuit integrat CMOS, el produce trei oscilații de forme diferite.

Obiectivul a fost de a realiza cu costuri minime un generator de semnale sinusoidale, dreptunghiulare și triunghiulare, montajul fiind realizat cu un singur circuit integrat, din clasa celor cu preț mic, și puține componente discrete; performanțele sunt uimitor de bune. În ciuda simplității constructive, domeniul de frecvențe se întinde de la circa 12 Hz până la 70 kHz.

Montajul are si câteva dezavantaje. Simplitatea sa obligă la concesii privind calitatea formei curbelor care, în special la frecvențe înalte, nu corespund cu cele ale montajelor mai scumpe. Pentru a reduce la minim acest neajuns, se poate regla atât simetria tensiunii triunghiulare, cât și forma optimă a oscilațiilor sinusoidale.

Schema bloc

Schema bloc din fig. 1 arată felul cum iau naștere formele oscilațiilor. Integratorul și triggerul Schmitt constituie un generator de semnale dreptunghiulare a cărui frecvență poate fi reglată între limite foarte largi. Deoarece creșterea și scăderea tensiunii evoluează liniar la ieșirea integratorului, acest semnal este utilizat concomitent cu tensiunea de ieșire triunghiulară. Din semnalul triunghiular, un circuit simplu cu diode modelează tensiunea la o formă aproximativ sinusoidală.

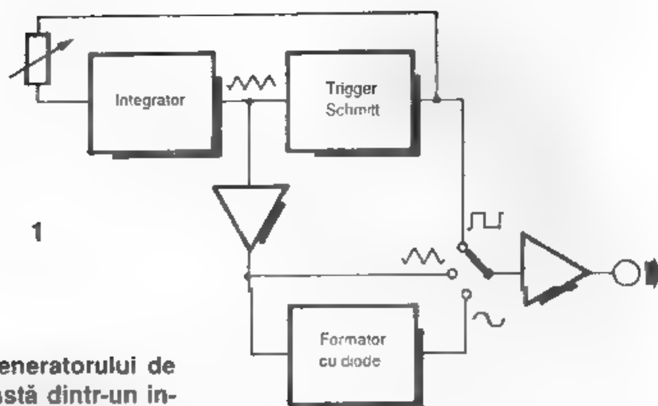
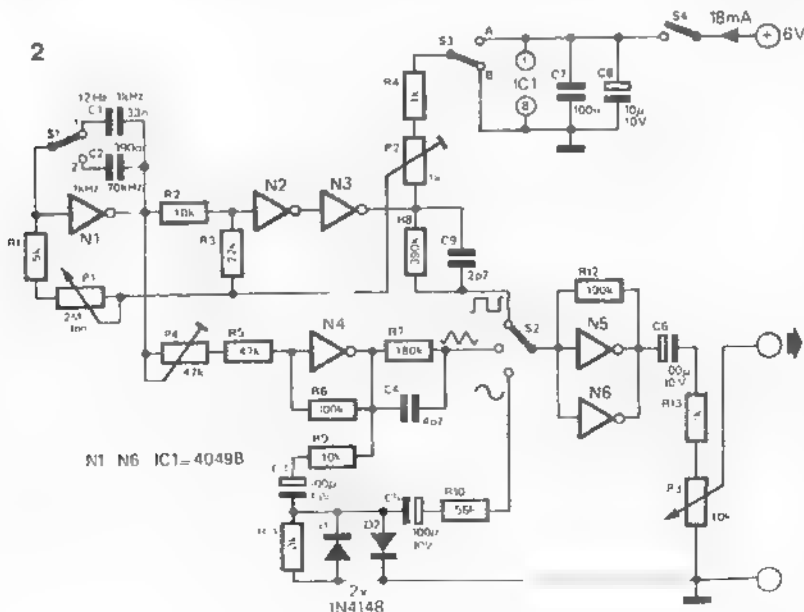


Fig. 1. Schema bloc a generatorului de funcții. Oscilatorul, care constă dintr-un integrator și un trigger Schmitt, furnizează atât semnalul dreptunghiular cât și cel triunghiular. Cu un convertor de formă de undă, semnalul triunghiular este limitat, astfel încât ia naștere o tensiune cu o formă aproximativ sinusoidală.

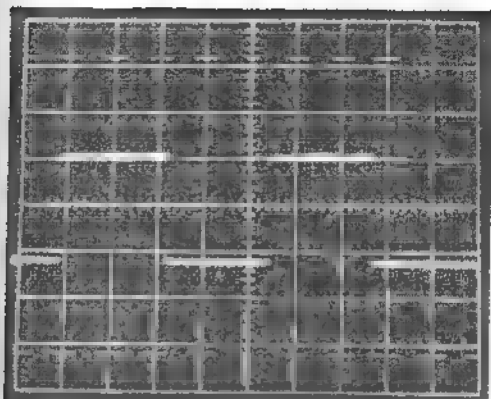
Fig. 2. Montajul generatorului de funcții. Etajele prezentate în schema bloc sunt ușor de recunoscut. Ca circuit integrat se utilizează inversorul CMOS cu șase porți 4049B. Execuția în varianta B a acestui circuit integrat se deosebește de alte execuții prin aceea că ieșirile sunt prevăzute cu etaje de separare pentru acordul impedanței (buffer).

Montajul

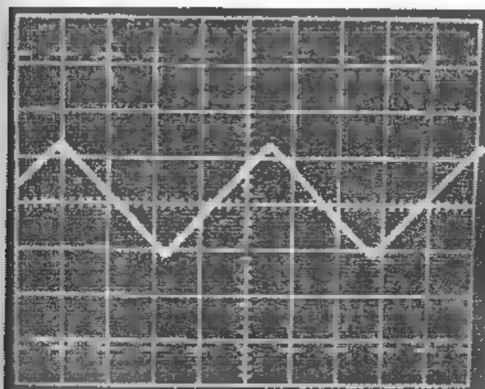
Realizarea montajului reiese din fig. 2. Singurul circuit integrat necesar pentru generatorul de funcții este 4049B care conține șase inversoare (N1 ... N6) cu ieșiri prevăzute cu etaje de separare (etaje buffer). Integratorul este construit cu inversorul N1, în timp ce inversoarele N2 și N3 aparțin triggerului Schmitt. Domeniul de frecvență al generatorului compus din aceste două etaje cuprinde două domenii parțiale: dacă S1 este în poziția 1, atunci cu P2 se poate regla o frecvență cuprinsă între circa 12 Hz și 1 kHz; cu S1 în poziția 2, limitele



3a



3b



3c

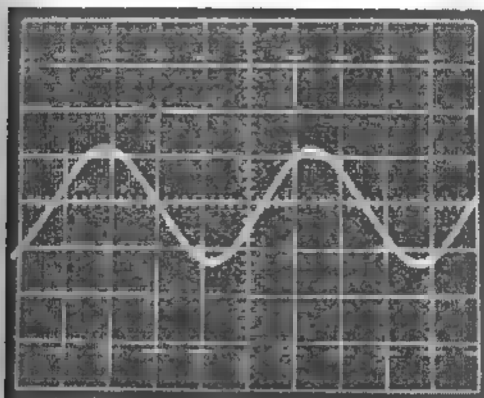


Fig. 3. Oscilograme ale semnalelor dreptunghiulare (a), triunghiulare (b) și sinusoidale (c) produse de generator. Frecvența este în toate cele trei cazuri 1 kHz.

de frecvență sunt 1 kHz și 70 kHz.

Deoarece semnalul de ieșire dreptunghiular al triggerului Schmitt constituie prima formă de semnal obținută, el este condus direct la primul dintre cele trei contacte ale comutatorului de selectare funcții S2. Semnalul triunghiular ajunge, din contră, de la ieșirea inversorului N1, prin etajul de amplificare N4, la cel de al doilea contact al comutatorului S2. Cea de a treia și ultima formă de semnal ce poate fi selectată este semnalul sinusoidal; el este modelat de către convertorul de formă de undă D1/D2 din semnalul triunghiular amplificat de N4.

De la comutatorul S2, semnalul selectat ajunge, prin etajul de amplificare N5/N6, la ieșire; amplitudinea semnalului de ieșire poate fi reglată cu potențiometrul P3. Tensiunea maximă la ieșire măsoară circa 1,2 Vvv.

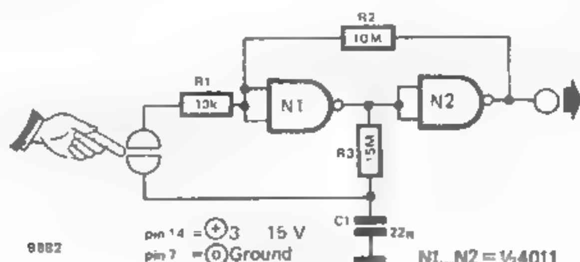
În afară de potențiometrele și comutatorul deja menționate, mai sunt disponibile potențiometrele semireglabile P2 și P4, cât și comutatorul S3. Cu P2 poate fi reglată simetria semnalului triunghiular. Dependent de aceasta, dacă pentru o simetrie optimă este necesar un raport impuls/pauză de mai mult sau mai puțin de 50%, atunci comutatorul S3 trebuie să stea fie în poziția A, fie în poziția B. Cu P4 poate fi mărită sau micșorată amplificarea inversorului N4. Deoarece diodele D1/D2 limitează exclusiv semnalul triunghiular amplificat, reglarea lui P4 are o mare influență asupra calității semnalului sinusoidal, respectiv pentru obținerea unei forme sinusoidale.

Oscilogramele din fig. 3 demonstrează că, din punctul de vedere al formei, curbele produse de generatorul de funcții sunt satisfăcătoare. Frecvența oscilațiilor dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale este aceeași, adică 1 kHz. Pe axa orizontală unitatea de măsură este de 0,2 ms, iar pe verticală de 0,5 V.

071 *Comutator cu senzor de atingere*

Comutatorul cu senzor de atingere poate avea cele mai diferite moduri de execuție. O completare interesantă o reprezintă această variantă: este vorba de un comutator de anclanșare/declanșare cu senzor de atingere – cu un singur senzor. Partea de electronică aferentă reiese din figură. Condensatorul C1 înmagazinează starea de comutare din momentul respectiv. În funcție de semnalul de ieșire al porții N1, C1 este fie încărcat, fie descărcat. La atingerea senzorului, acest semnal este returnat la intrarea lui N1, astfel încât are loc o schimbare a stării de comutare.

(J. Eissens)



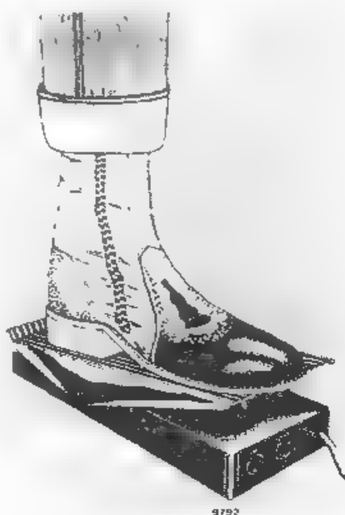
072 *Mini-fazor*

Acest montaj echipat exclusiv cu componente standard ieftine produce, în ciuda construcției sale simple, un efect fazor foarte eficient. Sensibilitatea la intrare a fost aleasă astfel încât să poată fi conectată aproape orice sursă de semnal (de exemplu chitară, microfon sau orgă electronică)

Montajul

Semnalul de intrare este mai întâi preamplificat de tranzistorul T1. Deoarece defazoarele ulterioare (T2 și T3) și etajul de ieșire (T4) nu amplifică, amplificarea semnalului are loc numai în primul etaj. Mărimea tensiunii de intrare poate fi reglată cu potentiometrul P1. Atunci când primul etaj este supraexcitat, după cum se știe, crește puternic ponderea armonicilor ca urmare a limitării semnalului. Aceasta poate fi utilizată față de efectul fazor ca o posibilitate suplimentară de efect

Semnalul amplificat de T1 ajunge pe de o parte direct (prin C8) și pe de altă parte prin etajele defazoare T2 și T3 la potențiometrul P3, la ieșirea montajului. Deoarece rezistențele de colector și de emitor sunt egale atât la T2 cât și la T3, atât pe colector cât și pe emitor se găsesc semnale de amplitudine egală, dar defazate între ele cu 180°. Defazarea semnalului pe baza lui T3, respectiv pe baza lui T4, poate fi de aceea modificată cu potențiometrul dublu P2a/P2b; ea este (în funcție de poziția poten-



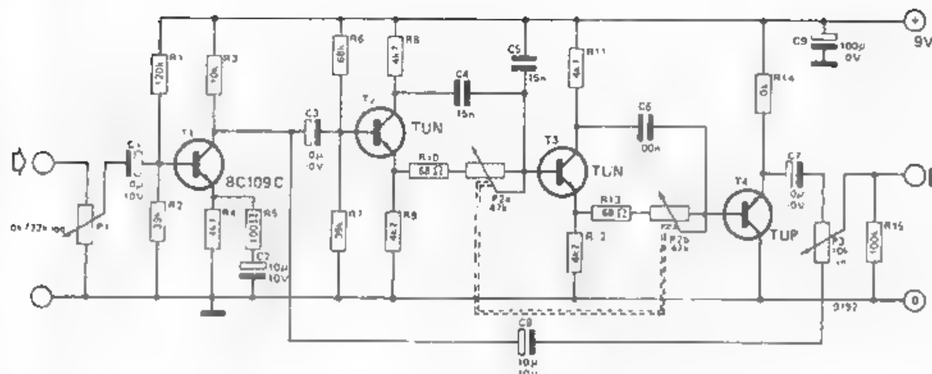


Fig. 1. Montajul minifazorului.

țiometrului) între câteva grade si aproape 180°, în total deci la maximum circa 360°.

Mărimea impedanței de intrare a repetorului pe emitor T4 încarcă doar foarte puțin circuitul celui de al doilea defazor, concomitent repetorul pe emitor are rolul de a realiza o impedanță mică la ieșire. Semnalul defazat ajunge prin C7 la borna de sus a potențiometrului P3, în timp ce semnalul direct (nedefazat) se găsește la borna de jos. De aceea, cu P3 se poate modifica „balansul" între aceste două semnale; el poate fi de exemplu reglat astfel încât cele două semnale să se anuleze reciproc la o defazare de 180°. Deoarece defazarea de 180° se reglează numai la o anumită frecvență, montajul se comportă ca un filtru Notch (filtru diplexor pentru antene), a cărui frecvență Notch poate fi „defazată" cu P2 pe întregul domeniu JF.

Construcția

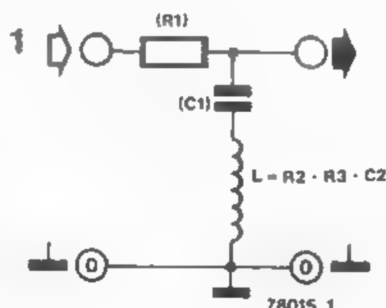
Dacă minifazorul trebuie să fie introdus, pentru modelarea sunetului, într-un instrument muzical portabil (de exemplu chitară electrică, orgă mică etc.), atunci montajul se introduce într-o carcasă plată, îngustă. Pe această carcasă se poate monta o așa-zisă „pedală de crescendo", care este legată mecanic cu potențiometrul P2. În instrumentele mari, minifazorul poate fi înglobat direct.

Curentul absorbit de montaj măsoară doar câțiva miliamperi, astfel încât, la o execuție ca unitate independentă, pentru alimentare este suficientă o mică baterie de 9 V.

(R. Otterwell)

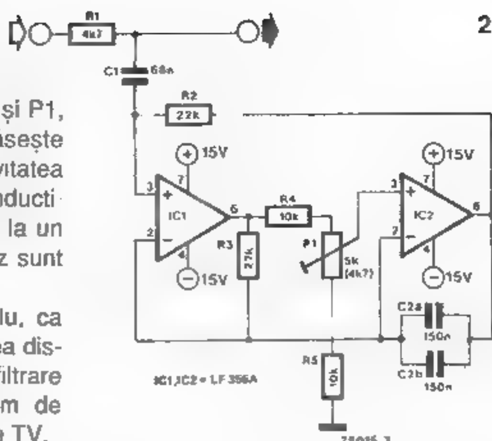
073 *Filtru de brum*

În multe situații cauzele brumului de 50 Hz nu pot fi înlăturate; de aceea este util un filtru special, selectiv, care să atenueze în cea mai mare măsură semnalul de brum, permițând însă trecerea aproape nestingherită a restului de semnal. Fig. 1 prezintă principiul unui asemenea filtru. Deoarece pentru un factor de calitate Q = 10 la 50 Hz este necesară o inductivitate de 150 H, practic un asemenea filtru poate fi realizat doar cu o imitație electronică de bobină.



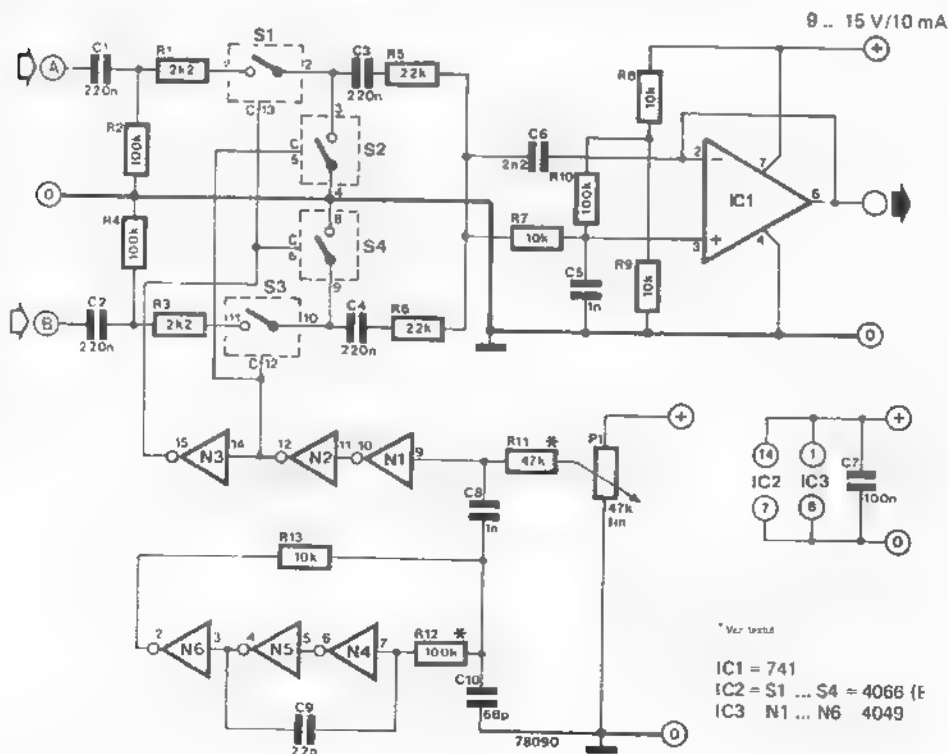
În fig. 2 se redă montajul filtrului Notch (filtru diplexor pentru antene) de 50 Hz. Cele două amplificatoare operaționale, împreuna cu R2 ... R5, C2 și P1, constituie bobina electronică ce se găsește între borna 3 a lui IC1 și masă. Inductivitatea ei este L = R2·R3·C2. Cu P1, această inductivitate poate fi reglată la mărimea dorită; la un acord corect, semnalele de brum de 50 Hz sunt atenuate cu 45 ... 50 dB.

Montajul poate fi utilizat, de exemplu, ca filtru de absorbție a brumului la măsurarea distorsiunilor armonice sau ca element de filtrare pentru așa-zisul brum *intercarrier* (brum de interferență al purtătoarelor) din aparatele TV.



074 *Pupitru de mixaj comandat în tensiune*

Cu acest montaj simplu pot fi mixate două semnale audio prin comandă în tensiune continuă. Un asemenea montaj își dovedește utilitatea în special la comanda de la distanță a pupitrului de mixaj. Ambele semnale audio sunt alternate cu o frecvență de tact de 100 kHz, cu



ajutorul a patru comutatoare MOS (S1 ... S4). Raportul impuls - pauză al frecvenței de tact, de formă dreptunghiulară, poate fi reglat cu P1. Raportul impuls - pauză este determinant pentru proporția semnalelor A și B în semnalul de ieșire.

Frecvența de tact de 100 kHz este produsă de partea din montaj formată din inversoarele N4 ... N6. Prin cumularea semnalului de tact cu o tensiune continuă la intrarea inversoarelor N1 și N2 (utilizate ca trigger) ia naștere la ieșirea lui N2 un raport impuls - pauză al semnalului de tact reglabil cu P1. Același semnal, inversat, este disponibil la ieșirea lui N3. Aceste două semnale comandă comutatoarele CMOS S2 și S3, respectiv S1 și S4. Mixarea celor două semnale de intrare are loc acum prin faptul că se permite trecerea cu schimbul a unuia sau a celuilalt semnal și prin faptul că, în plus, semnalul blocat este scurtcircuitat. Comutarea nu este audibilă la ieșire la frecvența de tact de 100 kHz.

Dacă trecerea celor două semnale este permisă în perioade egale de timp (50%), atunci au la ieșire aceeași intensitate a sunetului; în cazul unui raport impuls-pauză asimetric, timpul de trecere pentru un semnal este mai lung decât pentru celălalt, astfel încât, la ieșire, unul din semnalele de intrare este mai puternic.

Prin reglarea continuă a raportului impuls - pauză, se poate obține un raport de mixaj fără paliere; la cele două limite de reglaj ajunge la ieșire doar câte un singur semnal.

R5 și R6 cumulează semnalele alternate A și B. Semnalul de tact de 100 kHz conținut în semnalul cumulat nu este audibil; în schimb, amplificatoarele, casetofoanele și difuzoarele pot fi afectate de acesta. De aceea, pentru ca partea de frecvență de tact să fie filtrată, semnalul cumulat trece printr-un filtru trece-jos construit cu amplificatorul operațional IC1. Concomitent IC1 are rolul de a asigura o rezistență mică la ieșire a pupitrului de mixaj.

Tensiunea de alimentare trebuie să fie cuprinsă între 9 și 15 V. Tensiuni mai mari duc la distrugerea circuitului CMOS, tensiuni mai mici ar prejudicia funcționarea lui IC1.

Curentul absorbit de montaj este mai mic de 10 mA. Pentru a se evita brumul este necesară o tensiune de alimentare bine netezită. Tensiunea maximă de intrare este de circa Uef = 1 V. Valoarea lui R11 determină domeniul de reglaj pentru mixer. Dacă P1 este reglat la una din cele două valori limită ale sale, atunci, la o legare corectă a lui R11, la ieșirea montajului apare doar un singur semnal (A sau B)

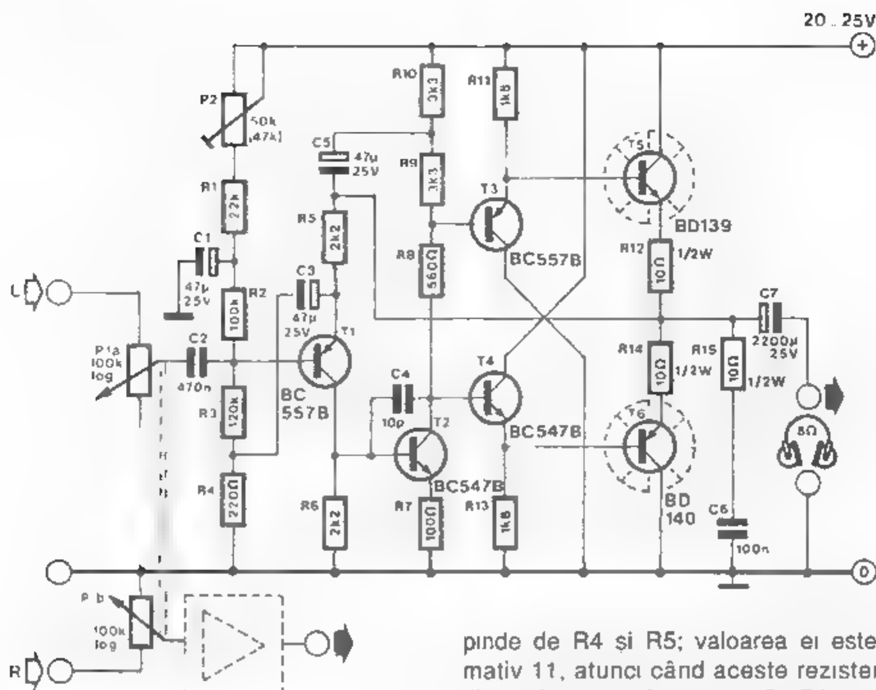
Posibilitățile comenzii în tensiune a unui pupitru de mixaj au fost utilizate doar într-o măsură modestă la acest montaj: P1 furnizează tensiunea de comandă; deoarece este vorba de o tensiune continuă, potențiometrul poate fi conectat fără probleme printr-un cablu de mai mulți metri lungime.

Dacă în locul potentiometrului se utilizează o altă sursă de tensiune de comandă, conectată la intrarea tensiunii de comandă R11, atunci rezultă multe posibilități de utilizare, de exemplu ca atenuator comandat în tensiune în casetofoane (comandă automată), în compresoarele dinamice și în aparatele de muzică electronică (pedală de crescendo, respectiv VCA – amplificator comandat în tensiune pentru tremolo și pentru reglarea modulației).

075 *Amplificator de cască*

O cască (stereo) se leagă în general la ieșirile pentru difuzoare ale amplificatorului final, printr-un divizor de tensiune. Această rezolvare simplă are totuși două dezavantaje importante: pe de o parte, intensitatea sunetului în cască nu poate fi reglată independent de difuzoare; pe de altă parte, divizorul de tensiune micșorează factorul de atenuare pentru cască, ceea ce are o influență defavorabilă asupra redării bașilor.

Problema este rezolvată de un etaj final în execuție stereo pentru cască, care este legat printr-un potențiometru dublu (P1a, P1b) cu ieșirea TB a amplificatorului. Reglarea intensității sunetului prin amplificator rămâne ineficientă în acest caz; aceasta ar putea fi chiar

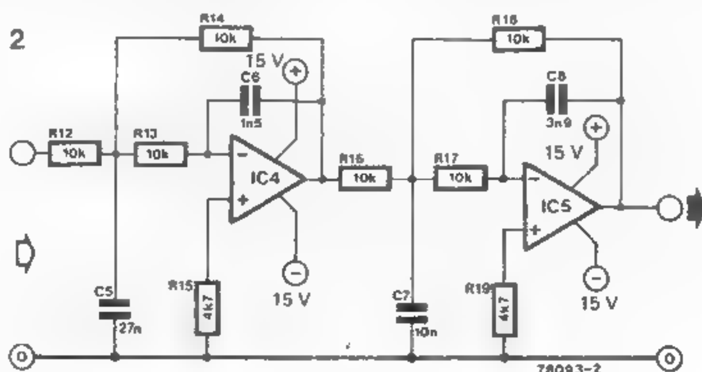


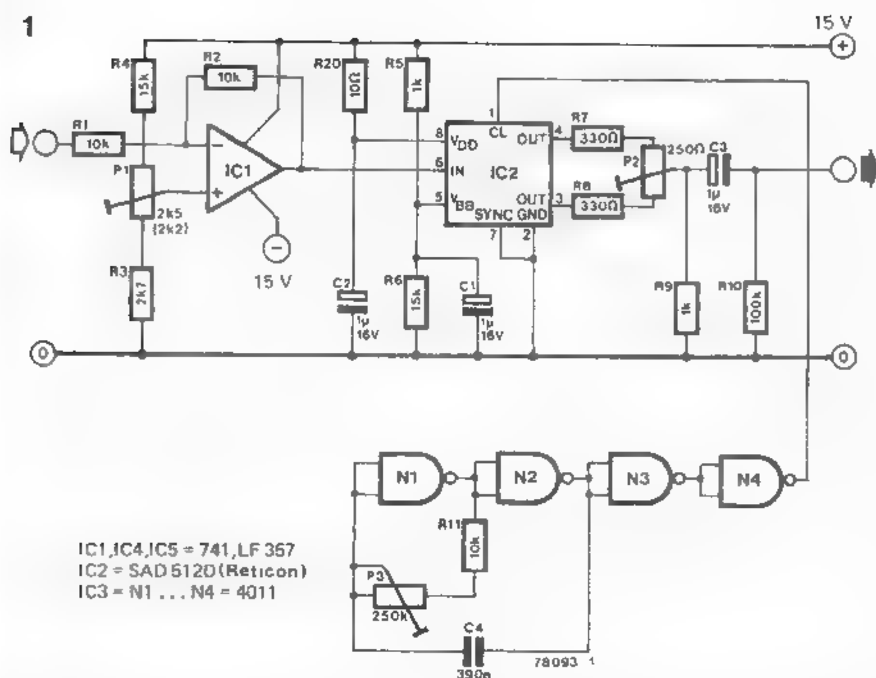
...un avantaj la utilizarea unei căști de calitate.

Amplificatorul furnizează o putere la ieșire de aproximativ 1 W; (alimentarea se proiectează pentru circa 300 mA). Amplificarea depinde de R4 și R5; valoarea ei este aproximativ 11, atunci când aceste rezistente sunt dimensionate ca în montaj. Cu P2 se reglează tensiunea, în punctul comun R12/R14, la jumătate din tensiunea de alimentare. În stare de repaus, prin tranzistoarele finale trece un curent de 50 ... 100 mA; se pot obține alți curenți de repaus prin modificarea lui R8.

076 *Circuit de temporizare pentru semnale JF*

Există multe posibilități de utilizare pentru circuitele de temporizare a semnalelor de joasă frecvență: aparate Hall sau Echo, instalații de efecte sonore, simulatoare de sală etc. O me-





todă de temporizare a semnalelor JF este principiul lanțului cu cupe.

Fig. 1 prezintă montajul unui segment de temporizare realizat cu circuitul integrat SAD 512D, produs de Reticon, o memorie serie constând din 512 elemente cu circuit de tact integrat. Pe semnalul analogic de intrare trebuie suprapusă o anumită tensiune continuă care este furnizată de IC1. Cele patru porți NAND ce se găsesc în IC3 sunt conectate ca oscilator de tact; frecvența oscilatorului poate fi reglată cu P3 între 10 kHz și 100 kHz. Deoarece circuitul de tact intern împarte prin 2 această frecvență, frecvența de tact a memoriei este, în funcție de P3, între 5 kHz și 50 kHz. De aici rezultă următoarea relație pentru durata de temporizare a montajului:

$t_d = n/2fc = 512/2fc$ (n este numărul de celule de memorie)

Temporizarea poate fi deci reglată între 51,2 ms și 5,1 ms. Frecvența maximă a semnalului JF este egală cu jumătate din frecvența de tact a lanțului de elemente de memorie; ea variază deci între 2,5 kHz și 25 kHz.

Cu potențiometrul P2 se mixează în așa fel semnalele de ieșire ale ultimului cu cele ale penultimului element de memorie, încât frecvența de tact să fie atenuată cât mai puternic. P1 trebuie reglat pe distorsiunea minimă la semnale de intrare mari (max. 1 Vvv) sau, atunci când dispunem de un osciloscop, pe axa de simetrie a semnalului de ieșire.

Atenuarea semnalului de tact prin P2 nu este suficientă (în mod normal). Se recomandă de aceea, să se conecteze la ieșire filtrul trece-jos prezentat în fig. 2. Frecvența critică (3 dB) a acestui filtru Butterworth de ordinul 4 este de circa 2,5 kHz.

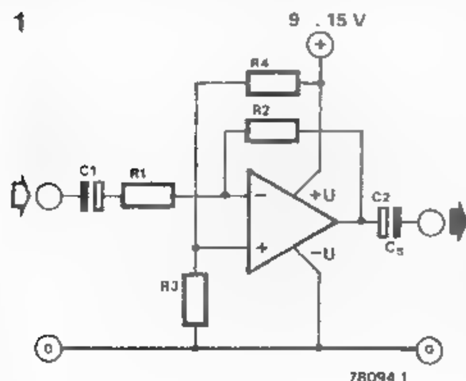
Atunci când semnalul de intrare de joasă frecvenţă conţine componente a căror frecvenţă este mai mare decât jumătate din frecvenţa de tact, în semnalul de ieşire apar produse de mixaj nedorite (asa numitele distorsiuni „Fold Over"). Acest lucru poate fi împiedicat printr-un al doilea filtru trece-jos, care este conectat înainte de circuitul de temporizare Rezultă an samblul schiţat în fig. 3.

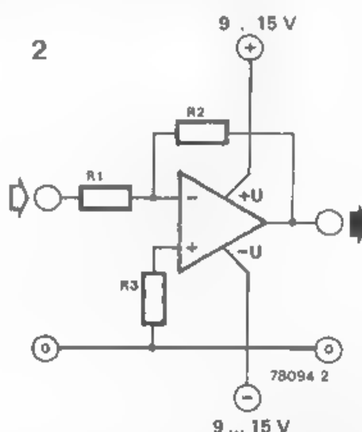
Blocul desemnat cu „Delay" (temporizare) reprezintă circuitul de temporizare din fig. 1; celelalte două blocuri sunt identice cu montajul filtrului trece-jos din fig. 2. Alimentarea montajului nu ridică probleme, deoarece necesarul de curent este redus, un stabilizator de tensiune de mică putere (de ex. 78L15/79L15) este suficient pentru alimentare.

077 *Preamplificator cu amplificatoare operaţionale*

Aproape orice amplificator operaţional poate fi utilizat ca amplificator simplu de joasă frecvenţă, ce poate servi de exemplu ca preamplificator de microfon, amplificator pentru telefon etc. Pentru a obţine o sensibilitate cât mai mare, impedanţa de intrare a preamplificatorului trebuie să fie egală sau mai mare decât aceea a sursei de semnal. Cel mai simplu montaj utilizabil în acest scop este prezentat în fig. 1; el necesită doar o alimentare simplă, asimetrică. Pentru amplificarea A este valabilă relaţia: $A = u_{ieş}/u_{intr}$ = R2/R1; R1 şi R2 se aleg în mod normal mai mari de 1 k; R4 şi R5 capătă valoarea dublă a ceea ce rezultă prin cuplarea în paralel a lui R1 cu R2. Amplificarea maximă ce poate fi obţinută depinde de amplificarea în regim de mers în gol a amplificatorului operaţional; la circuitul integrat 741 ea este aproximativ 100.000, astfel încât un raport mai mare decât $10^5/1$ pentru R2/R1 nu îşi are sensul.

Lăţimea de bandă a montajului este determinată de produsul lăţimii de bandă – amplificare, care este dat de producător în foaia de date a amplificatorului operaţional.





Dacă trebuie construit, de exemplu, un amplificator a cărui impedanţă de intrare să fie de 10 k şi care să aibă factorul de amplificare 20, atunci montajul se dimensionează astfel: dacă se alege R1 = 10 k, atunci pentru A = 20, R2/R1 = 20 şi ca urmare R2 = 20R1 = 200 k.

Pentru R4 şi R5 rezultă:

R4 = R5 = 2R1R2/(R1+R2) = [2·10·200/(10 + 200)] k = 20 k

Dacă se utilizează circuitul integrat 741 ca amplificator operational, atunci $B \cdot A = 10^6$, iar pentru un amplificator cu factor de amplificare 20 rezultă o lăţime de banda B = 50 kHz

La alimentare simetrică, amplificatorul poate fi conectat ca în fig. 2. Valoarea lui R3 trebuie să fie egală cu R1 în paralel cu R2.

Tabel

Circuitul integrat	Numărul de amplificatoare operaționale din CI	B·A≥ (Hz)	Amplificarea la mers în gol	Particularități
LM 741				
µA 741	1	10^6	10^5	
µA 747				
LM 747	2	10^6	10^5	
µA 709				Este necesară compensarea frecvenței
LM 709	1	10^6	10^7	
LF 355	1	$2{,}5 \cdot 10^6$	10^5	Intrări J-FET, sărac în zgomot
LF 356	1	$5 \cdot 10^6$	10^5	Intrări J-FET, sărac în zgomot
LF 357	1	$20 \cdot 10^6$	10^5	A trebuie să fie >4
TL 071	1	$3 \cdot 10^6$	10^5	Intrări J-FET, sărac în zgomot
TL 084	4	$3 \cdot 10^6$	10^5	Intrări J-FET
CA 3130	1	$15 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^5$	Intrări și ieșiri MOS-FET, necesară compensarea frecvenței
CA 3140	1	$4{,}5 \cdot 10^6$	10^5	Intrări MOS-FET
XR 4212	4	$3 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^4$	
XR 4136	4	$3 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^4$	
LM 324	4	10^6	10^5	

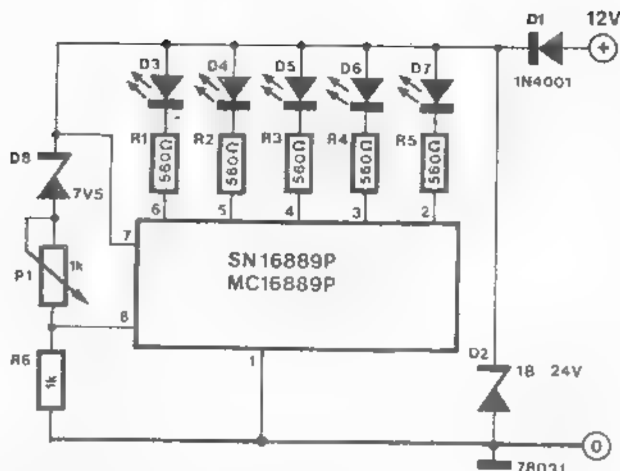
Dacă se utilizează un amplificator operațional FET, atunci se poate renunța la R3, iar intrarea neinversoare se pune la masă.

În tabel sunt sintetizate câteva date importante ale celor mai utilizate tipuri de amplificatoare operaționale.

078 *Circuit de avertizare tensiune acumulator auto*

Starea acumulatorului este de mare importanță pentru funcționarea autovehiculelor, totuși doar rareori se acordă acumulatorului atenția pe care o merită. Cu acest montaj, acumulatorul poate fi ținut în permanență sub control.

Odată cu trecerea timpului, acumulatorul pierde treptat capacitatea de a înmagazina energie electrică pentru un timp mai îndelungat. Când aceasta se face observată prin încercări de pornire fără succes, după pauza de noapte a autovehiculului, este deja prea târziu pentru măsurile de prevedere. Pentru a ne păzi de asemenea surprize neplăcute, tensiunea acumulatorului trebuie supravegheată continuu. Concomitent se poate evita din timp o deteriorare a acumulatorului, de exemplu în cazul releului de tensiune defect. Controlul tensiunii acumulatorului a fost realizat aici cu indicatorul de tensiune liniar SN 16889 P produs de Texas Instruments (MC 16889 P, Motorola). Acest circuit integrat permite aprinderea, în funcție de tensiunea de intrare, a unuia sau mai multora



din cele cinci LED-uri. Tensiunea la care toate LED-urile luminează trebuie să fie reglată cu P1 la 15 V. O tensiune de încărcare de 15 V este deja prea mare pentru un acumulator cu plumb de 12 V; de aceea, pentru D7 se utilizează un LED roșu D6 (verde) indică valoarea corectă a tensiunii, în timp ce D5, D4 și D3 (galben) semnalează o tensiune prea joasă. D1 și D2 protejează montajul de vârfurile de tensiune periculoase din instalatia de bord. Pentru R1 ... R5 se utilizează rezistențe de 0,5 W.

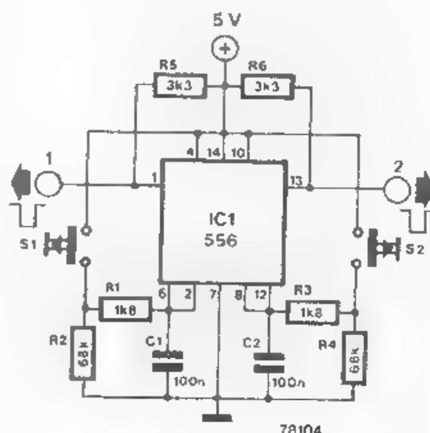
Montajul este conceput exclusiv pentru autovehiculele cu instalatie de 12 V.

Curentul absorbit de montaj poate creste, atunci când luminează toate diodele, până la 100 mA; de aceea este util să se prevadă un întrerupător în circuitul de alimentare pentru a preîntâmpina o descărcare nedorită a acumulatorului la o staționare mai îndelungată a autovehiculului.

(K. Jakobi)

079 *Temporizator de contact*

Sistemele cu microprocesoare, la fel ca și alte montaje digitale, pretind semnale de comandă bine definite. Atunci când aceste semnale de comandă (de exemplu reset și întrerupt) se dau manual, multivibratorul bistabil RS utilizat la modelarea semnalelor de comanda nu protejează cu siguranță absolută contra perturbatiilor. Există pericolul ca tasta acționată să fie eliberată prea devreme, iar sistemul să nu recunoască comanda. Acest montaj are rolul de a menține un timp semnalul după eliberarea tastei. Valorile lui R1, R2 și C1 determină acest timp pentru tasta S1, în timp ce R3, R4 și C2 au aceeași funcție pentru tasta S2. Dacă se acționează tasta S1, atunci ieșirea 1 trece în starea „0" logic; la apasarea tastei S2, ieșirea 2 trece în starea „0" logic.

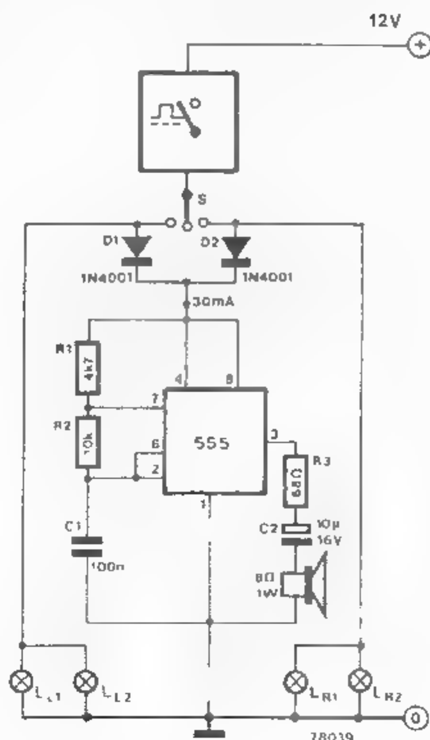


080 *Semnalizare sonoră a luminii intermitente la autovehicule*

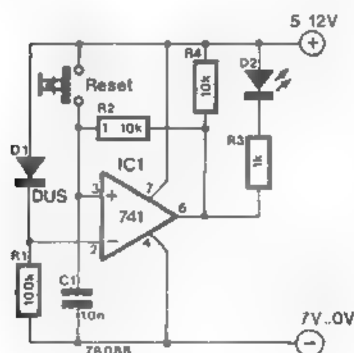
Se întâmplă adeseori ca semnalizatorul de schimbare a direcției la autoturism să nu deconecteze automat, de exemplu după depășirea unui alt autovehicul

Releele mecanice de lumină intermitentă ne fac atenți la acest lucru prin zgomotul de declic caracteristic; în plus, pe bord luminează o lampă de control. Releele electronice, în schimb, lucrează fără zgomot. Atunci când conducătorul auto își dirijează atenția într-o măsură sporită asupra circulației, releul rămâne adeseori conectat neintenționat, ceea ce poate duce la neînțelegeri cu alți participanți la circulație, cu urmări grave. Acest montaj amintește conducătorului unui autovehicul echipat cu releu electronic de deconectarea la timp a releului.

Multivibratorul astabil construit cu releul de timp 555 produce, în acest scop, un semnal acustic atunci când ambele lumini intermitente stânga sau dreapta (L_{L1}/L_{L2}, respectiv L_{R1}/L_{R2}) primesc tensiune. Intensitatea sonoră poate fi reglată după dorință, prin alegerea unei alte valori pentru R3 (minimum 63 Ω). O modificare a înălțimii sunetului se realizează prin schimbarea valorii lui C1.



081 *Indicator de cădere a tensiunii*



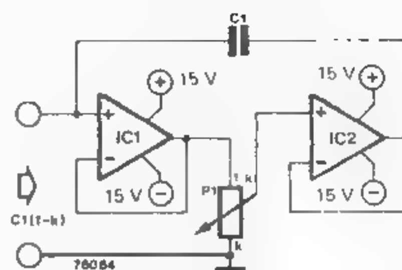
Pentru o serie de sisteme electronice, căderea pentru scurt timp a tensiunii de alimentare are un efect neplăcut. Acest lucru este valabil în special pentru memoriile RAM din microcalculatoare, care „se pot încurca“ chiar și la un scurt impuls accidental din rețeaua de tensiune. Dacă asemenea deranjamente nu pot fi înlăturate complet, în schimb aproape că nu ne putem lipsi de indicatorul de cădere a tensiunii sau de existență a unor impulsuri perturbatoare. În asemenea situații, montajul prezentat aici poate fi foarte util. El arată, prin aprinderea unui LED, că a avut loc o cădere de scurtă durată a tensiunii de rețea sau că pe tensiunea de alimentare s-a suprapus un impuls perturbator

082 Capacitate reglabilă

Două amplificatoare operaționale conectate ca repetor de tensiune, un potențiometru și un condensator formează împreună o capacitate care poate fi reglată, cu ajutorul lui P1, între câțiva pF (capacitate parazită) și valoarea lui C1.

Bornele acestui condensator variabil sunt intrarea neinversoare a lui IC1 și masa.

Deoarece IC1 este conectat ca repetor de tensiune, tensiunea de intrare apare și pe P1. Prin cursorul lui P1 este condusă la IC2 tensiunea parțială kUi. Factorul k este egal cu raportul dintre rezistența parțială, dependentă de poziția cursorului, și rezistența totală a lui P1. Pe C1 se găsește tensiunea (1 – k)Ui; pentru sarcină este valabilă relația: Q = CU, adică Q = C1(1 – k)Ui. Capacitatea efectivă este: C = Q/Ui = C1(1 – k)Ui/Ui sau, simplificat: C = C1(1 – k).



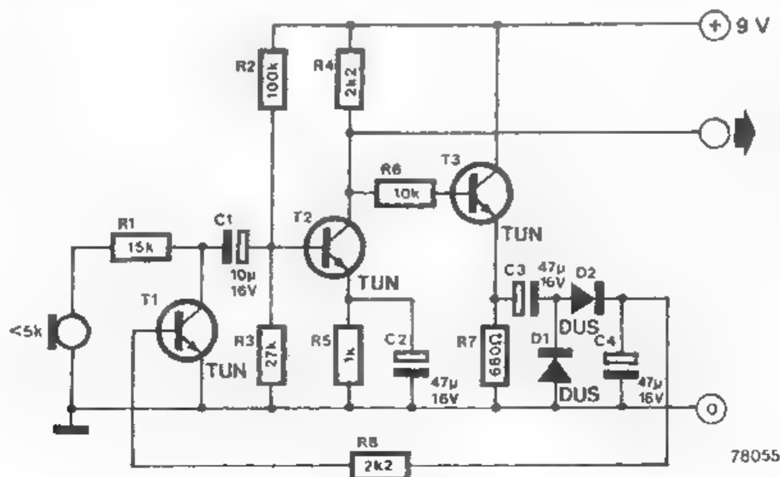
IC1,IC2 = LF 356, ¼ TL 084

083 Amplificator de modulație reglat

Acest amplificator de microfon este echipat cu un regulator care suspendă amplificarea la semnale de intrare slabe. Montajul a fost conceput pentru înglobare în aparate de radiotelefonie.

Semnalul amplificat de T2 ajunge prin repetorul pe emitor la cele două diode D1 și D2.

Tensiunea redresată, a cărei mărime depinde de amplitudinea semnalului de intrare, este netezită de C4. Această tensiune comandă baza lui T1, astfel încât tensiunile de intrare înalte sunt atenuate mai puternic decât cele joase. Tensiunea maximă de intrare măsoară circa 1 Vvv. În locul microfonului poate fi utilizat și un difuzor ca sursă de semnal.

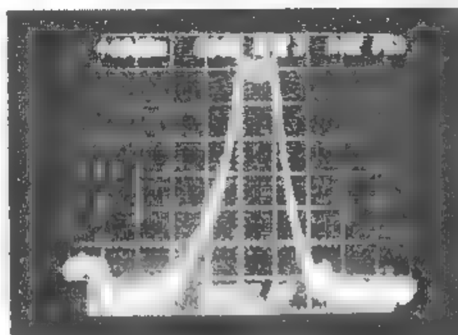


084 *Filtru ieftin cu cristal de cuarț*

Având în vedere prețurile pentru cristalele de cuarț, în special pentru anumite tipuri care sunt destinate receptoarelor TV color, poate fi luată în considerare ideea de a echipa filtrele SSB cu astfel de cristale. Aceasta se poate realiza după metoda prezentată aici; filtrul astfel construit are o lățime de bandă (–6 dB) de circa 2,2 kHz.

Din forma cablajului reiese felul cum sunt aranjate cristalele de cuarț și restul componentelor. Deoarece intrarea și ieșirea sunt depărtate în spațiu una de alta cât mai mult posibil, se obține o atenuare înaltă în afara domeniului de conducție. Conectarea a două rezistențe de 1 k, una la intrarea și alta la ieșirea filtrului, precum și a unui trimer de 18 p în paralel, fac posibilă acordarea ondulației, în domeniul de conducție, la maximum 2 dB.

Fotografia prezintă curba coeficientului de transmisie al filtrului. Surprinzător este faptul că aceasta nu este simetrică; pentru cele două fronturi ale curbei, factorii de formă sunt diferiți. Datele cele mai importante sunt sintetizate în tabel, ar mai fi de adăugat că atenuarea maximă ce se poate obține este de circa 90 dB.

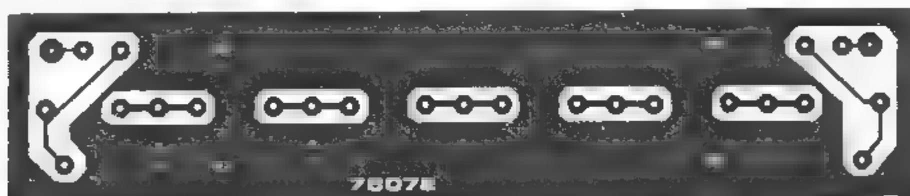


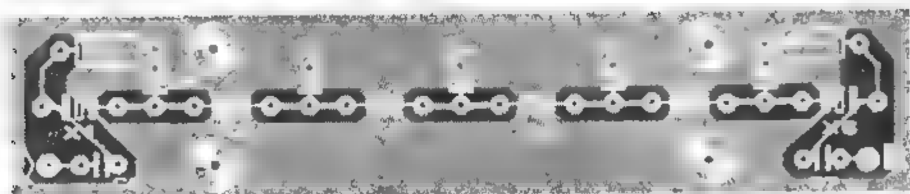
Lista de componente

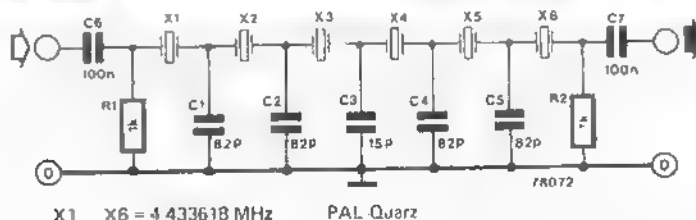
Rezistențe
R1, R2 = 1 k

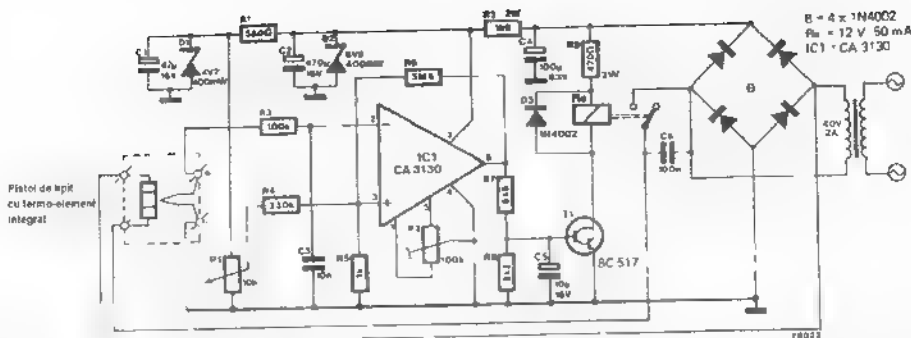
Condensatoare
C1, C2, C4, C5 = 82 p
C3 = 15 p
C6, C7 – 100 n ceramic

Diverse
X1, X2, X3, X4, X5, X6 -
4.433,618 kHz
(PAL Quarz)









metrul P1 se rotește până la capăt în sensul tensiunii pozitive. Releul anclanșează după aplicarea tensiunii transformatorului; tensiunea pe termoelement se măsoară cu un milivoltmetru.

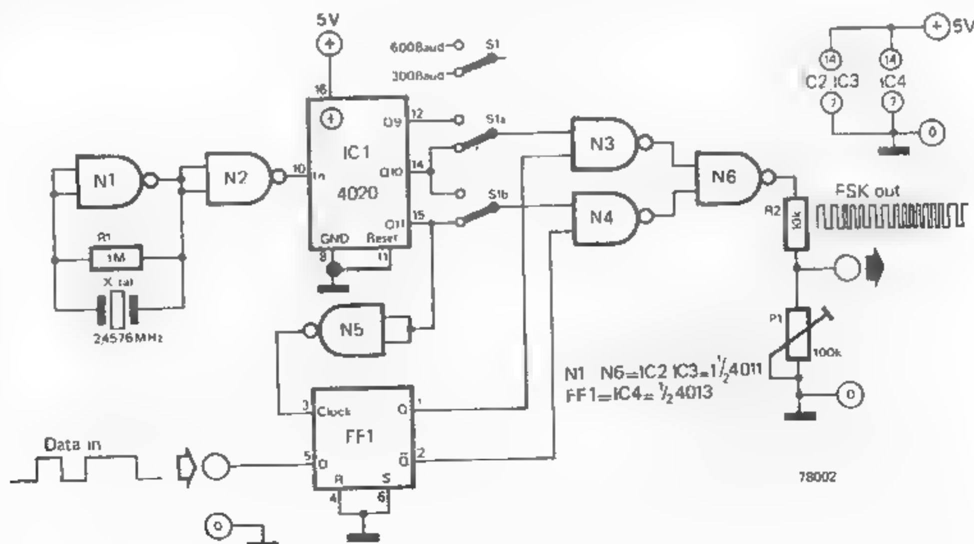
Potențiometrul semireglabil P2 este rotit în așa fel încât releul să declanșeze la o tensiune pe termoelement de 20 mV (400°C).

087 *Modulator FSK CMOS*

Pentru a înmagazina informații digitale pe bandă magnetică, sau pentru a le transporta prin conductoare lungi (telefonie), poate fi utilizat un așa-zis modulator FSK (FSK = Frequency Shift Keying = comutator de frecvențe cheie), care convertește informațiile digitale în semnale radio. Montajul prezintă un modulator FSK simplu și fiabil.

Frecvența produsă de un oscilator comandat cu un cristal de cuarț (aici 2,4576 MHz) este divizată de un divizor binar (IC1) cu 14 etaje. La ieșirea Q10 avem la dispoziție o frecvență de 2400 Hz, în timp ce frecvența la ieșirea Q11 este exact la jumătate, adică 1200 Hz.

Deoarece oscilatorul este stabilizat cu cristal, aceste două frecvențe sunt extrem de sta-



Tabel:

fo	=	4432,03 kHz	
f 6 dB (r)	=	4433,06 kHz	B – 6 dB 2,26 kHz
f – 6 dB (l)	=	4430,70 kHz	B – 6 dB 2,26 kHz
f – 60 dB (r)	=	4435,30 kHz	B – 60 dB 7,90 kHz
f – 60 dB (l)	=	4427,40 kHz	B 60 dB 7,90 kHz
Factor de formă (r)	=	1 : 3,17	
Factor de formă (l)	=	1 : 3,48	
Ondulație	=	2 dB	

085 *Iluminare cale ferată miniatură*

Iluminarea locomotivei și a vagoanelor instalației de cale ferată miniatură este de regulă simplă, ea fiind conectată în paralel cu motorul de antrenare al locomotivei. Pentru a se putea comanda viteza, trebuie totuși ca tensiunea de la transformator să fie reglabilă. Aceasta are ca urmare faptul că intensitatea iluminării depinde de viteza trenului. Atunci când trenul se oprește, se sting complet și luminile trenului. Aceasta nu este în concordanță cu realitatea.

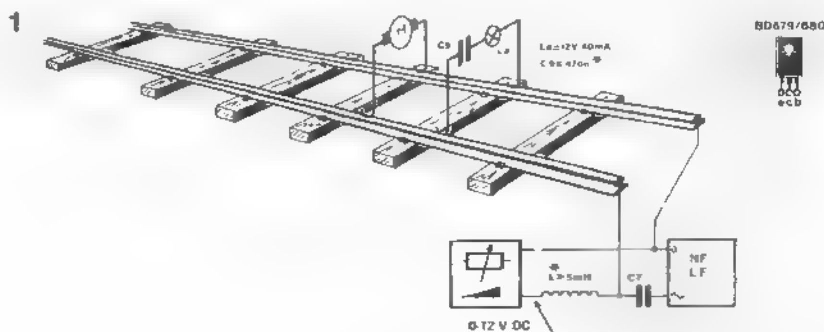
O alimentare a iluminatului independentă de tensiunea de acționare a motorului poate fi realizată cu montajul prezentat aici. El utilizează faptul că un motor de curent continuu nu funcționează cu o tensiune alternativă și că motorul de curent continuu prezintă o impedanță relativ mare față de o tensiune alternativă cu o frecvență ridicată; de aceea, o tensiune alternativă suprapusă peste tensiunea continuă de antrenare nu influențează viteza trenului; cu ea poate fi pus în funcțiune iluminatul. Pentru a realiza separarea tensiunii continue de antrenare de lămpile cu incandescență, se conectează un condensator în serie cu acestea din urmă.

Din fig. 1 reiese principiul iluminării independente de viteza trenului

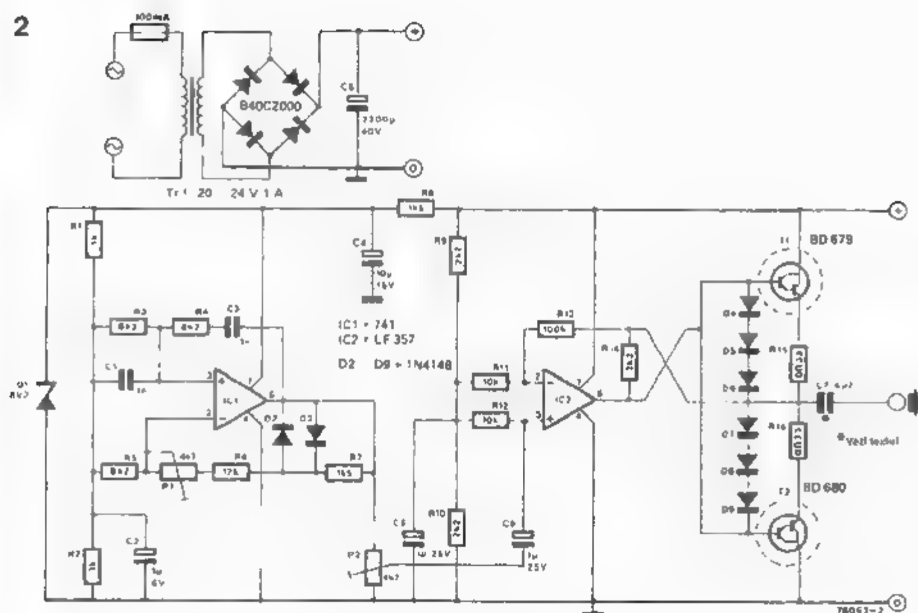
Bobina de reactanță care se găsește în circuitul motorului de reglare ține departe tensiunea alternativă de partea de curent continuu a transformatorului. Prin bobină circulă curentul de antrenare relativ mare, de aceea este adecvată o execuție similară cu cea a difuzoarelor pasive.

Fig. 2 arată montajul generatorului de tensiune alternativă care constă dintr-un oscilator sinusoidal și un amplificator final în contratimp. Generatorul furnizează un curent de circa 1,5 A, la o tensiune de ieșire de maximum 10 Vef. Acesta este suficient pentru a alimenta circa 30 de beculețe de mărime obișnuită pentru o instalație de cale ferată miniatură. Oscilatorul sinusoidal construit cu IC1 oscilează cu o frecvență de circa 20 kHz. Amplificarea este reglată cu P1 în așa fel încât forma curbelor tensiunii la ieșirea lui IC1 să fie cât mai apropiată posibil de sinusoidă.

1



2



Cu P2 poate fi reglată mărimea tensiunii de ieșire a generatorului; reglajul este optim atunci când la sarcina maximă (circa 30 beculețe) deformarea tensiunii de ieșire rămâne cât mai redusa. Pentru C7 este neapărat necesară utilizarea unui condensator cu folie de material plastic (de exemplu MKH sau MKM). Dacă valoarea dată nu poate fi procurată, pot fi conectate în paralel mai multe condensatoare mici. Condensatoarele electrolitice bipolare nu sunt indicate aici, deoarece acestea nu suportă curenți alternativi mari.

Așa cum s-a precizat mai înainte, în serie, înaintea lămpilor de iluminat, este conectat un condensator; ca valoare orientativă pentru acesta, se indică 0,5 µF pentru fiecare beculeț. Dacă iluminatul trenulețului constă din două beculețe conectate în paralel, atunci ele vor fi legate la culegătorii de curent printr-un condensator de 1 µF. Și aici este recomandată utilizarea condensatoarelor MKH sau MKM.

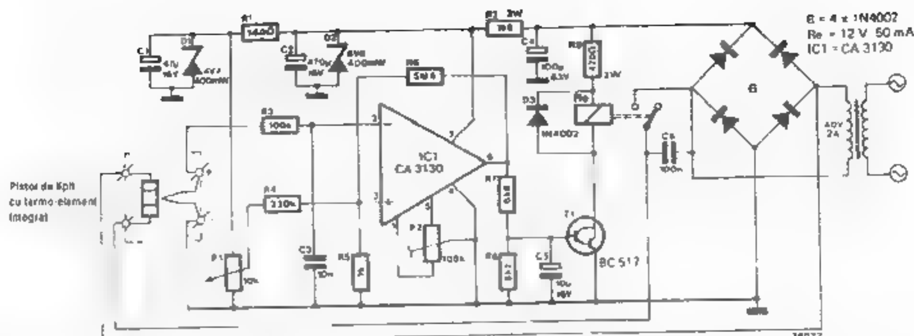
În final, ar mai fi de adăugat că tranzistoarele finale T1 și T2 trebuie să fie răcite și că ieșirea generatorului de tensiune alternativă este protejată la scurtcircuit.

086 *Regulator de temperatură simplu pentru pistolul de lipit*

Se poate realiza un regulator de temperatură bun pentru pistoalele de lipit de 40 V (de exemplu Selektra, TE6, 50 W) cu numai un singur amplificator operațional, un tranzistor și câteva elemente pasive.

Amplificatorul operațional este conectat în montaj de comparator și compară tensiunea termoelementului din letcon (valoarea efectivă) cu tensiunea pe potențiometrul P1 (valoarea reglată). Dacă tensiunea la intrarea inversoare a amplificatorului operațional este mai mică decât la cea neinversoare, atunci ieșirea comparatorului este pozitivă și tranzistorul T1 trece în starea de conducție. Releul anclanșează și elementul de încălzire al pistolului este conectat până când tensiunea la intrarea inversoare devine mai mare decât cea de la intrarea neinversoare. Diodele D1 și D2 au rolul de a asigura o stabilitate suficientă a tensiunii de referință la potențiometrul P1.

Reglarea aparatului: termoelementele de tip obișnuit dau circa 5 mV / 100°C. Potențio-



metrul P1 se rotește până la capăt în sensul tensiunii pozitive. Releul anclanșează după aplicarea tensiunii transformatorului; tensiunea pe termoelement se măsoară cu un milivoltmetru.

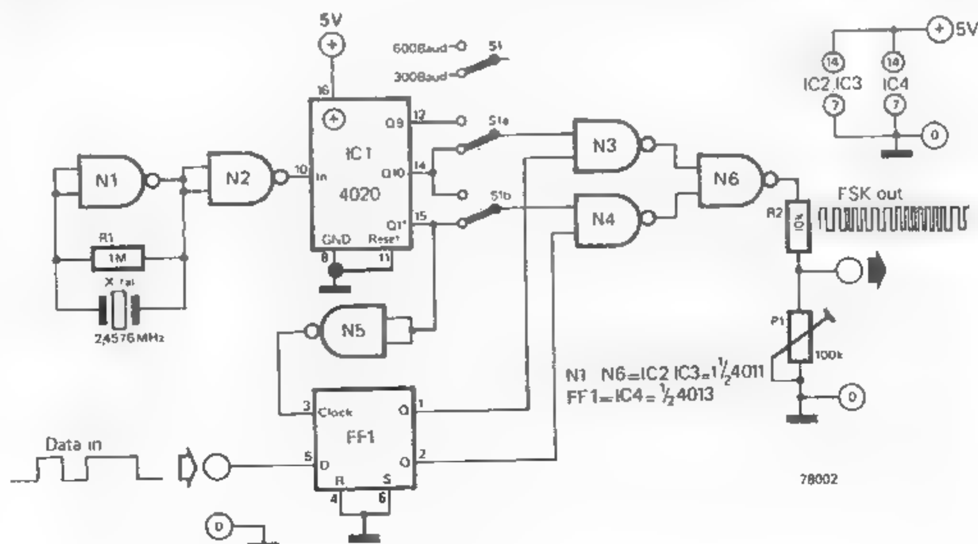
Potențiometrul semireglabil P2 este rotit în așa fel încât releul să declanșeze la o tensiune pe termoelement de 20 mV (400°C).

087 *Modulator FSK CMOS*

Pentru a înmagazina informații digitale pe bandă magnetică, sau pentru a le transporta prin conductoare lungi (telefonie), poate fi utilizat un așa-zis modulator FSK (FSK = Frequency Shift Keying = comutator de frecvente cheie), care convertește informațiile digitale în semnale radio. Montajul prezintă un modulator FSK simplu și fiabil.

Frecvența produsă de un oscilator comandat cu un cristal de cuarț (aici 2,4576 MHz) este divizată de un divizor binar (IC1) cu 14 etaje. La ieșirea Q10 avem la dispoziție o frecvență de 2400 Hz, în timp ce frecvența la ieșirea Q11 este exact la jumătate, adică 1200 Hz.

Deoarece oscilatorul este stabilizat cu cristal, aceste două frecvențe sunt extrem de sta-



bile. În funcție de semnalul la intrarea Data („0" sau „1"), la ieșire ajunge una din cele două frecvențe. Comutarea frecvenței are loc prin multivibratorul FF1 împreună cu cele 2 porți logice N3 și N4. Deoarece multivibratorul bistabil este tactat de semnalul de 1200 Hz, semnalul FSK constă din perioade complete ale semnalului de 1200 Hz, respectiv 2400 Hz. Aceasta este necesar pentru a ușura demodularea ulterioară a semnalului FSK.

În cazul în care comutatorul S1 stă în poziția din figură, atunci modulatorul se pretează pentru o viteză de transmisie de 300 Bd (Baud = biți pe secundă). După comutarea lui S1, viteza poate fi de 600 Bd. În acest caz sunt conectate la ieșire frecvențele de 2400 Hz și 4800 Hz, astfel încât capacitatea de recunoaștere este la fel de mare ca la 300 Bd.

Mărimea tensiunii de ieșire depinde de potențiometrul de reglaj P1. Atunci când modulatorul trebuie cuplat cu un magnetofon sau un casetofon, trebuie conectat pe cât posibil un filtru trece-jos între ieșirea modulatorului și intrarea aparatului de înregistrare. Un element simplu RC, a cărui frecvență limită este de circa 5 kHz este suficient aici.

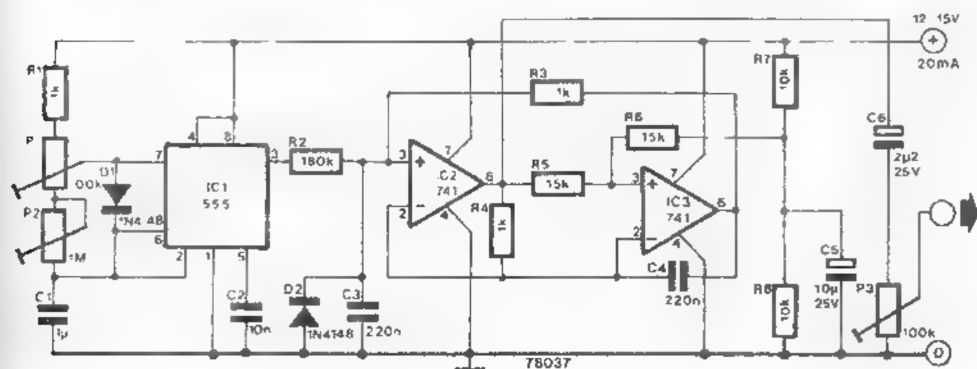
Cuartul de frecvența dată, de 2,4576 MHz, este ușor de găsit în comerț. Totuși, nu suntem legați de această frecvență ci, pentru o altă frecvență a oscilatorului, putem eventual să utilizăm alte ieșiri ale divizorului și să lucrăm cu alte frecvențe FSK.

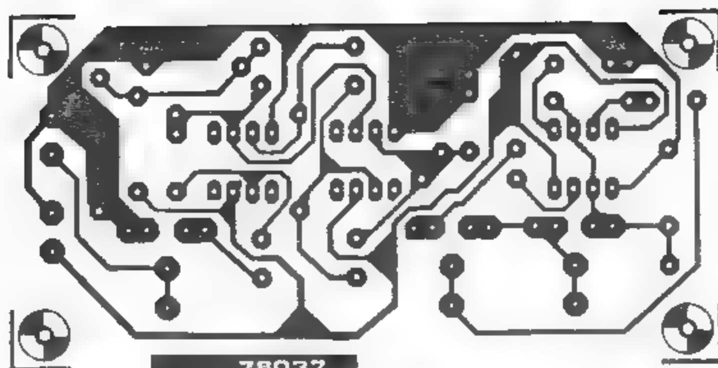
(H. W. Braun)

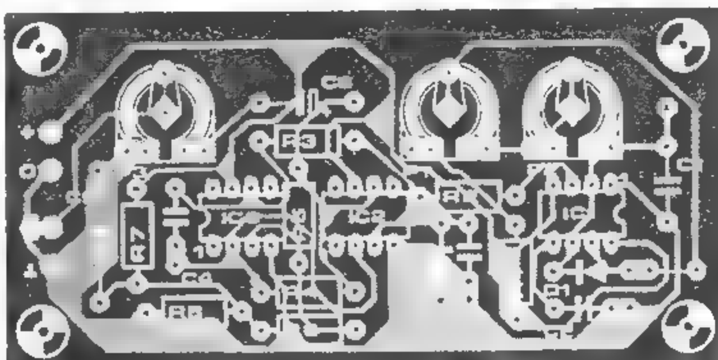
088 *Avertizor acustic pentru traversările de cale ferată miniatură*

Pentru siguranța trecerilor la instalațiile miniatură de cale ferată, este necesară dotarea cu bine-cunoscutul semnal de avertizare „cling-cling-cling". Electronica oferă și aici o soluție. Cele două amplificatoare operaționale formează un oscilator reglat cu puțin înainte de intrarea în oscilație. Oscilatorul este „impulsionat" periodic de circuitul integrat tip 555 (IC1) conectat ca multivibrator astabil. La ieșirea montajului apar oscilații sinusoidale amortizate exponențial; amplitudinea exponențială maximă a lor este de aproximativ 5 V, astfel încât poate fi aplicată la orice etaj final.

Frecvența succesiunii se reglează cu potențiometrul semireglabil P2, astfel încât sunetul să corespundă celui al modelului mecanic. Lățimea impulsului de comandă al oscilatorului depinde de P1; acest potențiometru trebuie astfel reglat, încât „cling"-ul să sune cât mai realist. Rezistența R2 influențează forma oscilației, în timp ce condensatoarele C3 și C4 stabilesc frecvența de oscilație. Dacă se dorește producerea altor efecte sonore, se pot modifica valorile acestor componente. În final, intensitatea semnalelor de avertizare se reglează cu potențiometrul semireglabil P3.







Lista de componente

Rezistențe
R1, R3, R4 = 1 k
R2 = 180 k
R5, R6 = 15 k
R7, R8 = 10 k
P1, P3 = 100 k potențiometre semireglabile

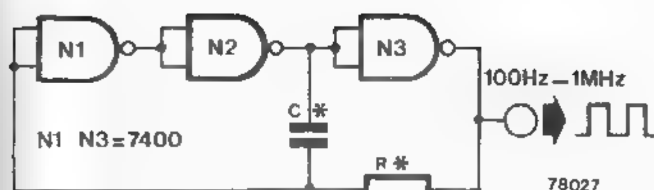
Condensatoare
C1 = 1 µ
C2 = 10 n
C3, C4 = 220 n
C5 = 10 µ / 25 V
C6 = 2µ2 / 25 V

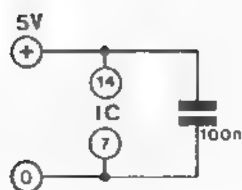
Semiconductoare
IC1 = 555
IC2, IC3 = 741 minidip, TO
D1, D2 = 1N4148

089 *Oscilator dreptunghiular TTL*

Un generator de semnale dreptunghiulare poate fi realizat foarte simplu cu numai trei porți logice TTL; generatorul este apt pentru cele mai variate aplicații. Acest montaj poate fi considerat ca model universal pentru asemenea oscilatoare. Oscilatorul lucrează într-un domeniu de frecvență larg; stabilitatea sa este suficientă pentru cele mai multe aplicații. El pornește fără probleme, construcția nu este critică iar frecvența este în mare măsură independentă față de tensiunea de alimentare

Frecvența de oscilație este stabilită de elementul RC și de timpul de formare a semnalului inversorului (compus din trei porți NAND cu intrările conectate în paralel). Timpul de propagare al unui element logic este timpul care





se scurge între modificarea semnalului de intrare și modificarea corespunzătoare a semnalului de ieșire. Deoarece acest timp este în general puternic dependent față de temperatură și de tensiunea de alimentare, el trebuie să influențeze cât mai puțin posibil frecvența oscilatorului. În fiecare perioadă a semnalului oscilatorului, semnalele de ieșire ale porții se modifică de două ori (de la „1" la „0" și invers); astfel încât timpul total de propagare al celor trei porți înseriate intră de două ori în calcul. Dacă frecvența oscilatorului fo trebuie, pe cât posibil, să fie independentă de tensiunile de alimentare și de variațiile de temperatură, atunci fo trebuie să rămână mică în comparație cu:

$$\frac{1}{2 \cdot t_p \cdot n}$$

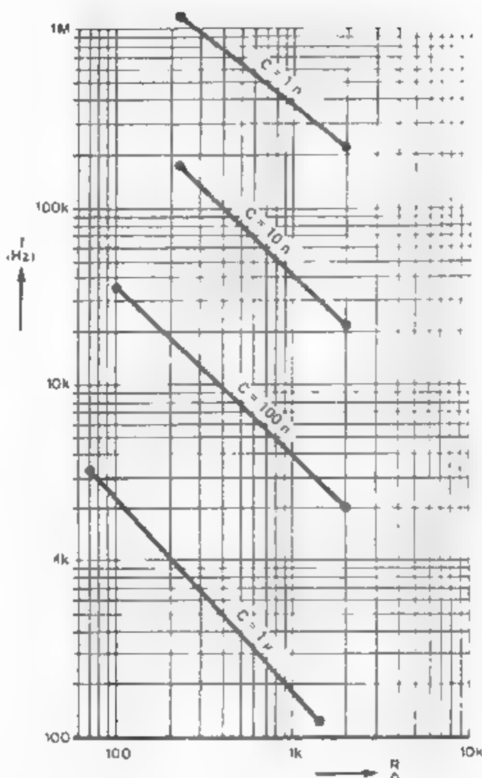
(t_p este timpul de întârziere nominal pe fiecare poartă, iar n este numărul porților).

La oscilatorul descris aici, $t_p = 10$ ns (valoare tipică) și n = 3, astfel încât pentru frecvența oscilatorului este valabilă condiția:

$$fo << \frac{1}{2\ t_p\ n} = \frac{1}{2 \cdot 10\ ns \cdot 3} = 16{,}6\ MHz$$

Din nomogramă se poate citi cu ce frecvență lucrează oscilatorul la o anumită combinație de valori ale lui RC. Pentru R nu trebuie aleasă o valoare mai mică decât cea dată în nomogramă; de exemplu, pentru C = 100 n, R nu trebuie să fie mai mic de 100 Ω.

Tensiunea la intrările porții N1 variază între circa +6 V și –4 V. Cu toate că aceste valori depășesc limitele prescrise de fabricant, în practică oscilatorul este fiabil. Pentru a fi mai siguri, înaintea intrărilor lui N1 se poate conecta o rezistență de 220 Ω; prin aceasta frecvența se modifică doar într-o măsură neînsemnată.



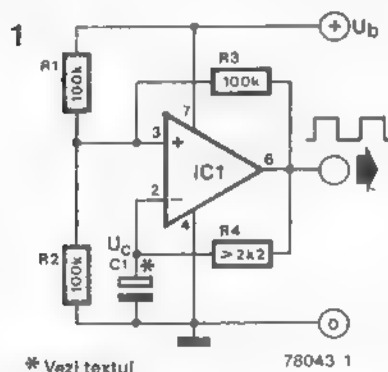
Atunci când rezistența R este înlocuită cu un potențiometru de 2k2 în serie cu o rezistență fixă, a cărei valoare corespunde celei mai mici valori admisibile pentru capacitatea utilizată, ia naștere un generator de semnale dreptunghiulare cu frecvență variabilă.

După același principiu se pot realiza și oscilatoare cu semnal dreptunghiular cu circuite integrate TTL Low Power Schottky sau cu circuite integrate CMOS.

090 *Generator de semnale dreptunghiulare*

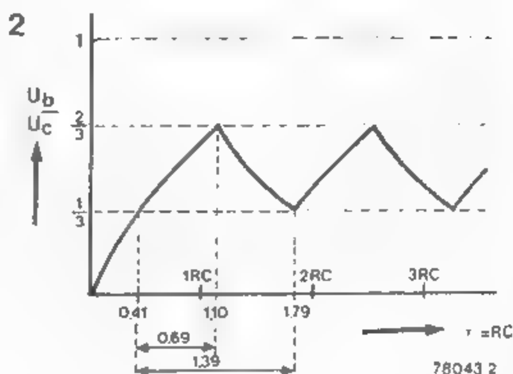
Practic, cu orice amplificator operațional se poate construi un oscilator dreptunghiular stabil. Versiunea prezentată aici se caracterizează totuși, față de montajele cunoscute, prin mai multe avantaje: oscilatorul lucrează sigur, frecvența este independentă în limite largi de tensiunea de alimentare, sunt necesare doar puține componente necritice

Oscilatorul lucrează astfel: condensatorul C1 este inițial descărcat. La conectarea tensiunii de alimentare, tensiunea condensatorului (tensiunea la intrarea inversoare a amplificatorului operațional) este încă nulă, în timp ce prin divizorul de tensiune R1/R2 la intrarea neinversoare ajunge o tensiune pozitivă. Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional ia prin urmare valoarea tensiunii de alimentare. La intrarea neinversoare se găsește de aceea doar 2/3 din tensiunea de alimentare (R1 și R3 sunt legate la +Ub)



* Vezi textul   78043 1

Condensatorul C1 se încarcă acum lent prin R4. Imediat ce tensiunea condensatorului ajunge la 2/3 din tensiunea de alimentare, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional scade la zero. La intrarea neinversoare nu se mai găsește acum 2/3 din tensiunea de alimentare, ci numai 1/3 (R3 este legat la masă prin ieșire). Condensatorul C1 se descarcă prin R4; imediat ce tensiunea sa scade sub 1/3 din tensiunea de alimentare, montajul basculează din nou în starea inițială. Procesul se repetă periodic; tensiunea condensatorului Uc variază aici între 1/3 și 2/3 din tensiunea de alimentare.



Din fig. 2 reiese clar că frecvența de oscilație este realmente independentă față de tensiunea de alimentare. Pe axa verticală a sistemului de coordonate nu au fost trecute valori absolute, ci raportul tensiunilor Ub/Uc. La tensiuni de alimentare mai mari, prin R4 trece un curent mai mare de încărcare / descărcare; perioada de timp în care C1 își modifică tensiunea de la 1/3 la 2/3 din tensiunea de alimentare (și invers) rămâne totuși neschimbată.

Pentru frecvența oscilatorului este valabilă relația:

$f = 1/1{,}4RC$ unde $R = R4$ (înΩ), iar $C = C1$ (în F); frecvența rezultă în Hz.

Raportul impuls – pauză al semnalelor dreptunghiulare produse este teoretic de 50%; în practică totuși pot apărea mici abateri datorate toleranței rezistențelor și asimetriei amplificatorului operațional.

În tabel sunt date câteva valori caracteristice ale montajului pentru diferite tipuri de amplificatoare operaționale. Se va avea în vedere să nu se depășească tensiunea maximă de alimentare prescrisă de fabricant. În apropierea limitei inferioare a tensiunii de alimentare, unele tipuri de amplificatoare operaționale își modifică puțin caracteristicile, ceea ce se face remarcat și prin modificarea frecvenței. Tensiunea nominală a lui C1 trebuie să fie de cel puțin 2/3 din tensiunea de alimentare.

Tabel

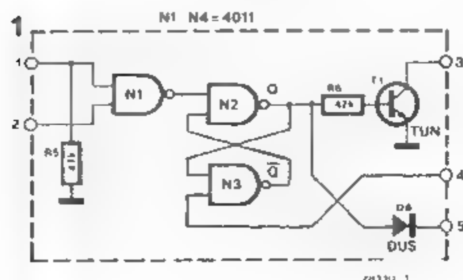
Amplificatorul operațional	U_b minim	U_b maxim	f_{osc} maxim	
709	5 V	36 V	325 kHz	
741	3,5 V	36 V	100 kHz	(peste 30 kHz - triunghiular)
CA 3130	3 V	16 V	275 kHz	
CA 3140	5 V	36 V	200 kHz	
CA 3100	8.5 V	36 V	275 kHz	
LF 357	3 V	36 V	325 kHz	
LM 301	3 V	36 V	325 kHz	

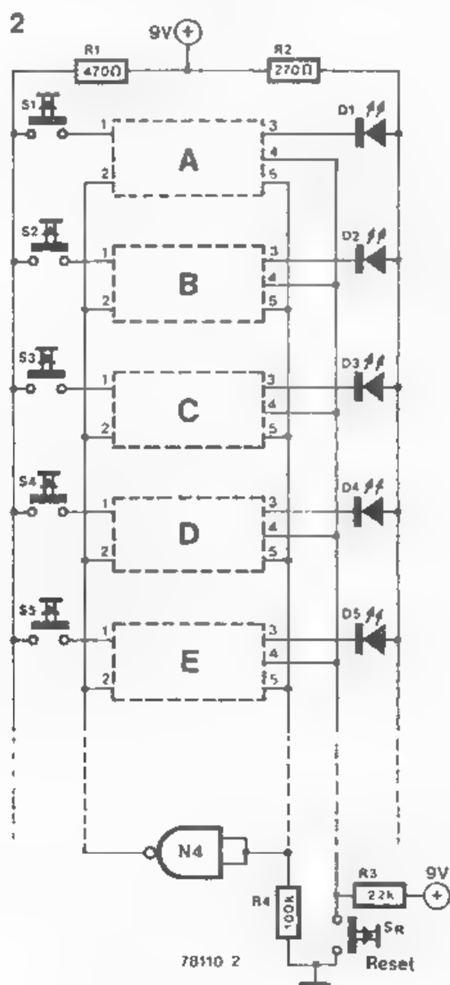
091 *Dispozitiv pentru desemnarea câștigătorului la concursuri*

Cu ajutorul acestui montaj se poate stabili care dintre participanții la un concurs „Cine știe, câștigă", crezând că știe răspunsul corect, apasă primul pe buton. Montajul poate fi extins pentru n concurenți. Cu ajutorul comutatorului S_R pot fi șterse toate indicațiile. Dacă doar un candidat apasă pe butonul său, atunci se aprinde LED-ul corespunzător, iar toate celelalte taste sunt blocate. Prin urmare, întotdeauna se aprinde doar un singur LED. Această situație se menține până când indicația este stinsă prin butonul reset S_R.

În figura 1 este dată schema internă a blocurilor A, B ... . Este vorba de un multivibrator bistabil RS care poate fi setat prin poarta N1 și resetat în punctul 4 (poarta N3). Curentul de ieșire al porții nu este suficient pentru a comanda LED-ul, de aceea tranzistorul T1 servește pentru comanda indicației.

Datorită circuitului integrat CMOS utilizat, curentul absorbit este foarte redus și poate fi acoperit cu o baterie de 9 V. Luminozitatea LED-ului este destul de mare la valoarea dată pentru R2. O creștere a lui R2 la 560 Ω sau





680 Ω duce la creșterea luminozității. Curentul de alimentare a montajului scade însă la jumătate (circa 15 mA) atunci când luminează un LED.

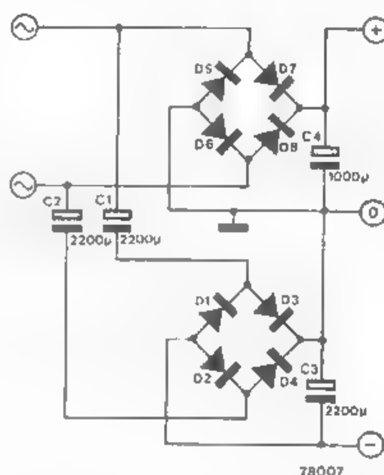
(P. Hendt)

092 *Oglindă de tensiune*

În câteva articole din Elektor s-a discutat deja cum se pot produce concomitent, în secundarul unui transformator fără priză mediană, o tensiune alternativă pozitivă și una negativă. Acest montaj continuă această serie; el utilizează un al doilea redresor în punte (D1 ... D4) care este cuplat capacitiv cu secundarul transformatorului prin două condensatoare (C1 și C2). Deoarece tensiunea continuă produsă în acest mod nu este în legătură galvanică cu bornele transformatorului, la care este conectat și celălalt redresor în punte (D5 ... D8), ambele tensiuni continue pot fi combinate într-o tensiune simetrică.

Rezistența sursei ramurii negative este, datorită celor două condensatoare C1 și C2 conectate în serie, mai mare decât rezistența sursei ramurii pozitive. Din acest motiv, condensatorul C3 prezintă o capacitate mai mare decât C4, astfel încât la bornele de ieșire ale tensiunilor negativă și pozitivă pot fi măsurate rezistențe interne și tensiuni de brum aproximativ egale.

Tensiunile de lucru ale condensatoarelor electrolitice trebuie să fie cel puțin egale cu valoarea tensiunii de vârf a transformatorului ($\sqrt{2}$ U_{trafo}). Cu valorile date pentru condensatoare, montajul furnizează un curent de



circa 0,1 A, la o tensiune de 15 V și o tensiune de brum de 1 V. Pentru a reduce ondulația tensiunilor de ieșire pot fi multiplexate valorile ambelor capacități, cu același factor.

Redresoarele în punte sau diodele individuale trebuie să fie dimensionate corespunzător tensiunii trafo aplicate și curentului absorbit.

(H. Sprenger)

093 *Alimentare reglabilă 0 ... 30 V / 1 A*

Grupa montajelor de alimentare este completată aici cu o versiune multifuncțională, care furnizează o tensiune de ieșire reglabilă între 0 ... 30 V la un curent de până la 1 A (și la tensiuni foarte mici) și care este înzestrată cu o limitare de curent programabilă. Pentru a se putea extinde domeniul de reglaj al tensiunii până la zero volți, trebuie luate (ca și la alte montaje cu 723) o serie de măsuri tehnice. În montajul standard, circuitul 723 furnizează o tensiune de ieșire minimă de circa 2 V; aceasta este motivată de amplificatoarele diferențiale existente în 723. Aici problema a fost rezolvată printr-o tensiune negativă ajutătoare. La borna de masă a lui 723 (pin 7, carcasă DIL) se aplică tensiunea de –4,7 V stabilizată de dioda

Zener D4. Domeniul de reglare este împins prin acest artificiu cu 4,7 V mai jos. În principiu ar fi fost suficientă și o tensiune ajutătoare de –2 V; dar trebuie luată în considerare și tensiunea offset (mică) a amplificatoarelor diferențiale interne; de aceea, intrarea neinversoare a amplificatorului diferențial (pin 5) este legată la masă prin R9 și P1, astfel încât tensiunea de offset poate fi compensată lejer.

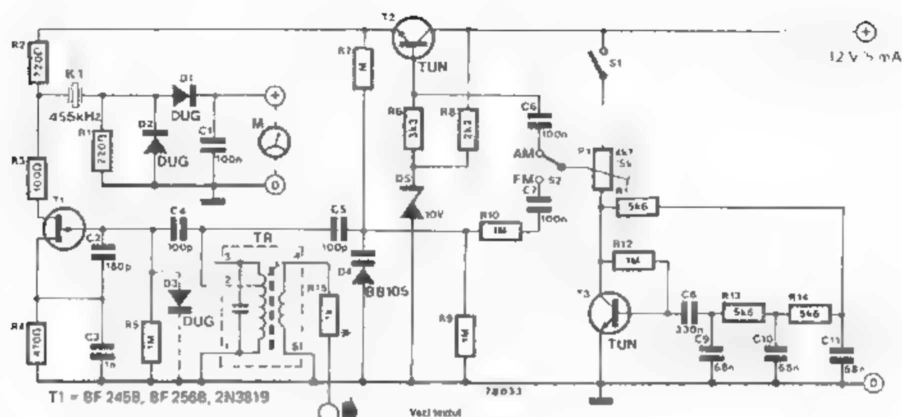
Rezistența R8 servește la limitarea curentului; valoarea ei este dimensionată pentru un curent de maximum 1 A. Curentul de ieșire poate fi la rândul său reglat continuu cu potențiometrul P3, rezistența maximă a lui P3 corespunzând curentului minim. Atunci când P3 este reglat (teoretic) pe zero miliamperi, tensiunea de ieșire poate avea bineînțeles doar zero volți. Ar mai fi de observat că LED-ul D5 (el luminează slab când este conectat aparatul) furnizează tensiunea pentru sursa de curent construită cu T1

La prima punere în funcțiune, alimentarea se reglează după cum urmează: se încarcă ieșirea cu o rezistență 1 k / 1 W, se rotește P3 pe rezistența minimă și se reglează P2 astfel încât cursorul său să se găsească pe plusul tensiunii de ieșire. Cu P1 se aduce tensiunea de ieșire la exact zero volți. Dacă domeniul de reglare al lui P2 nu ajunge până la 30 V, valoarea lui R6 poate fi scăzută puțin. La un prototip de laborator, tensiunea de brum suprapusă pe tensiunea continuă de ieșire a măsurat 10 mVvv; această valoare ar putea fi încă redusă printr-un cablaj realizat corespunzător etc.

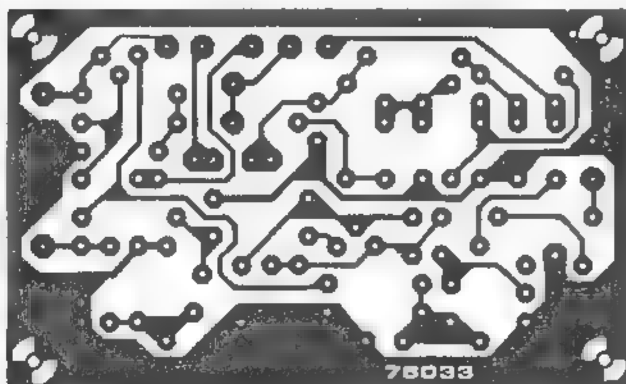
La scurtcircuitarea ieșirii, tranzistorul T3 trebuie să transforme în căldură o putere de până la 40 W; de aceea, el trebuie montat pe un radiator corespunzător (circa 2°C/W).

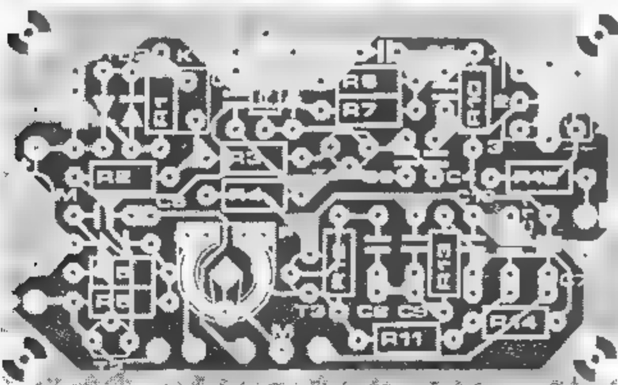
094 Generator de acord

Acest generator de frecvență intermediară (FI) este un ajutor practic pentru acordarea circuitelor FI de 455 kHz. Generatorul furnizează la alegere un semnal nemodulat, modulat în amplitudine sau modulat în frecvență. Oscilatorul propriu-zis este constituit din etajul construit cu tranzistorul FET T1. Drept circuit oscilant servește un filtru obișnuit de frecvențe intermediare de 455 kHz. Pentru a acorda frecvența pe valoarea prescrisă, o parte din semnalul oscilatorului este decupată printr-un filtru ceramic de 455 kHz, apoi redresată și condusă



la un instrument magneto-electric (cu cadru mobil). Frecvența oscilației este egală cu frecvența de trecere a filtrului ceramic, atunci când indicatorul instrumentului are bătaia maximă. Semnalul generat de oscilator poate fi modulat atât în amplitudine, cât și în frecvență. În timpul





Lista de componente

Rezistențe

R1, R2 = 220 Ω
R3 = 100 Ω
R4 = 470 Ω
R5, R7, R9, R10, R12 = 1 M
R6 = 3k3
R8 = 2k2
R11, R13, R14 = 5k6
P1 = 4k7 (5 k) semireglabil

Semiconductoare

T1 = BF 245B, BF 256B, 2N3819
T2, T3 = TUN
D1, D2, D3 = DUG
D4 = BB 105
D5 = ZD 10 V, 400 mW

Condensatoare

C1, C6, C7 = 100 n
C2 = 180 p
C3 = 1 n
C4, C5 = 100 p
C8 = 320 n
C9, C10, C11 = 68 n

Diverse

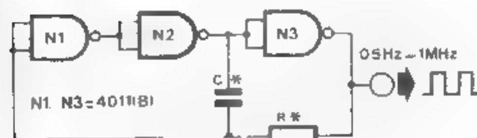
K1 = filtru ceramic 455 kHz (Murata)
Tr = filtru FI Toko 11100, 12374
S1 = comutator DA/NU
S2 = comutator unipolar

acordării frecvenței oscilatorului, modularea trebuie deconectată prin deschiderea comutatorului S1. Semnalul de joasă frecvență modulat este produs de un oscilator - defazor simplu (T3). Un semnal FI modulat în amplitudine ia naștere atunci când T2 modulează tensiunea de alimentare a lui T1, pentru aceasta S2 trebuie să stea în pozitia AM. Atunci când S2 stă în poziția FM, semnalul FI este modulat în frecvență de dioda varicap D4. Gradul de modulare poate fi reglat în ambele cazuri cu P1. Semnalul FI este decuplat prin bobina secundară a filtrului FI. Rezistența serie R15 poate fi aleasă în funcție de amplitudinea dorită la ieșire; valoarea sa minimă este de 100 Ω. În general, o rezistență de 1 k este adecvată acestui scop.

095 *Oscilator CMOS cu semnale dreptunghiulare*

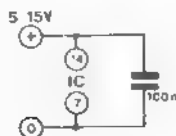
Un oscilator CMOS care lucrează după același principiu ca și oscilatorul standard TTL poate fi construit și cu porți CMOS. Nomograma dă și aici informații asupra valorilor rezistențelor și condensatoarelor necesare. Frecvențele au fost măsurate la o tensiune de alimentare de 12 V; abaterile de frecvență pentru alte tensiuni de alimentare sunt mici. Oscilatorul lucrează între 0,5 Hz și 1 MHz.

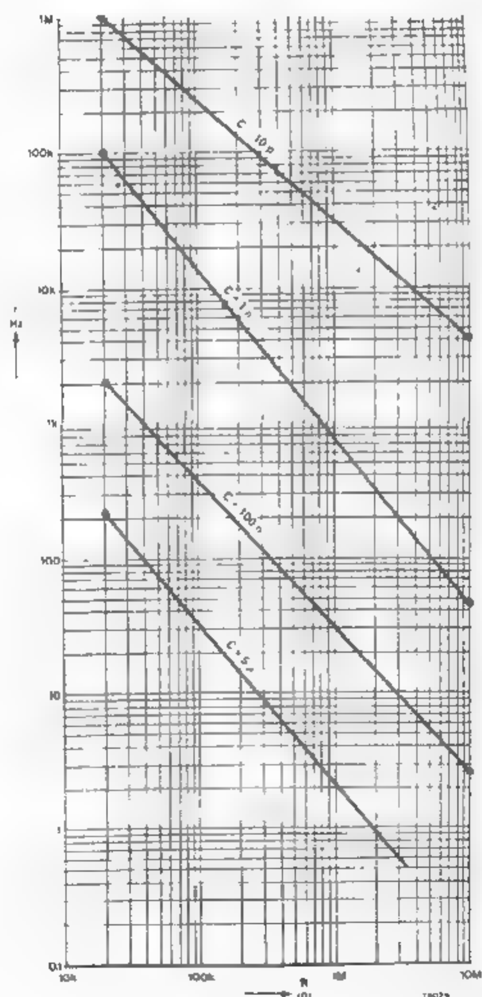
Tensiunea de alimentare a oscilatorului poate fi între 5 ... 15 V; valoarea minimă pentru rezistența R este 22 k. Frecvența oscilatorului poate fi reglată atunci când R este înlocuită cu un potențiometru de 1 M în serie cu o rezistență de 22 k. Sunt utilizabile circuite integrate CMOS de tipul 4011 cu ieșiri prevăzute sau nu cu etaje de separare (buffer).



* Vezi textul

78029

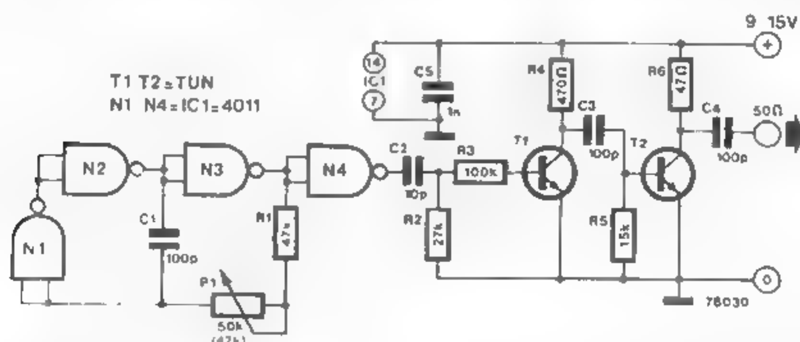




096 *Generator de etalonare*

Acest generator produce un spectru de frecvențe a cărui fundamentală este de 100 kHz și ale cărui armonici ajung până la circa 200 MHz Monta,ul se pretează între altele pentru un acord al preamplificatoarelor sau al etajelor schimbătoare de frecvență ale receptoarelor și pentru etalonarea scalelor de acord. Precizia generatorului de etalonare care, pentru o perioadă scurtă de timp, poate depăși precizia unui oscilator cu cristal de cuarț, este atinsă într-un mod foarte simplu: se acordează cea de a doua armonică pe nulul oscilației cu emițătorul englezesc pe unde lungi Droitwich (200 kHz)

Această stație de emisie își menține frecvența purtătoare cu o precizie de 7.10^{-11}. Generatorul poate fi etalonat chiar și cu cea de a o suta armonică a sa pe un emițător etalon de 10 MHz (în domeniul undelor scurte). Toleranța frecvențelor de etalonare produse de generator depinde exclusiv de exactitatea cu care este



acordat generatorul pe nulul oscilației cu semnalul de comparație furnizat „la domiciliu".

Porțile N1 ... N4 produc un semnal dreptunghiular a cărui frecvență poate fi reglată cu P1. N4 servește drept buffer; la ieșirea sa se găsește o tensiune dreptunghiulară aproape simetrică. Acest semnal conține în principal armonici impare, la care armonicile superioare, ca urmare a timpilor de creștere și descreștere ai impulsurilor, ating doar amplitudini reduse. T1 și T2 formează din tensiunea dreptunghiulară un semnal care constă atât din armonici pare, cât și impare.

Pentru a îmbunătăți stabilitatea pe timp îndelungat, se poate utiliza în locul oscilatorului cu N1 ... N4, un alt oscilator mai stabil, de 100 kHz, în măsura în care acesta furnizează un semnal cu o amplitudine suficient de mare.

Stabilitatea montajului depinde în mare măsură de construcția sa mecanică. Legăturile trebuie realizate cât mai scurt posibil, tensiunea de alimentare trebuie să fie stabilizată (de exemplu cu 723, curent de alimentare circa 10 mA). Pentru reglarea fină a frecvenței poate fi conectat în serie cu P1 un potențiometru de 1 k.

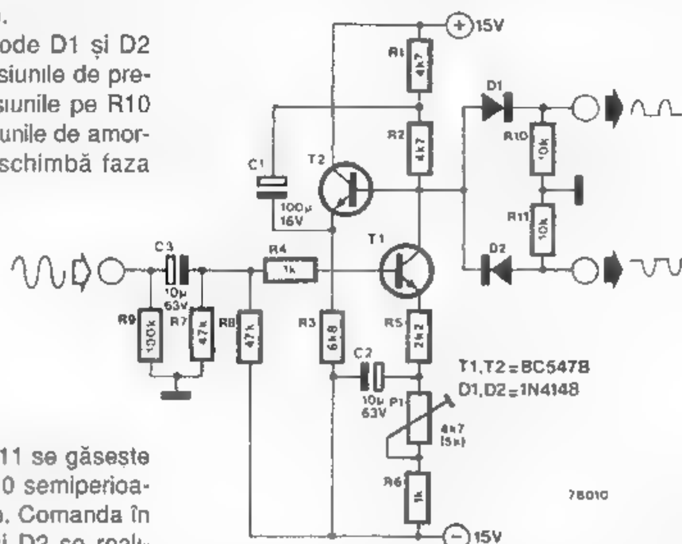
097 *Redresor de măsurare rapid*

Un montaj de redresare adecvat măsurătorilor se deosebeste de o simplă diodă prin aceea că nu apar abateri de la liniante deranjante la tensiuni din domeniul milivolților; în plus, de la un redresor de măsurare se cere o limită de frecvență cât mai mare posibil. Prima condiție abia poate fi îndeplinită cu un amplificator operațional obișnuit, deoarece din motive de

stabilitate nu este accesibilă o compensare internă sau externă a frecvenței amplificatorului operațional. Această problemă este rezolvabilă cu amplificatoare operaționale super-rapide, acestea sunt totuși scumpe.

La acest montaj, ambele diode D1 și D2 sunt comandate în curent; distorsiunile de preluare pot să nu apară aici. Tensiunile pe R10 și R11 sunt independente de tensiunile de amorsare a diodelor. Deoarece T1 schimbă faza tensiunii de intrare cu180°, pe R11 se găsește semiperioada pozitivă, iar pe R10 semiperioada negativă a tensiunii de intrare. Comanda în curent a celor două diode D1 și D2 se realizează prin „bootstrapping" de la rezistența R2 prin repetorul pe emitor T2 și condensatorul electrolitic C1. Potențiometrul semireglabil P1 trebuie reglat în așa fel încât tensiunea pe colectorul lui T1 să măsoare exact zero volți, atunci când intrarea montajului este deschisă.

Cu osciloscopul pot fi stabilite deviațiile nominale ale formei curbelor abia la semnalele

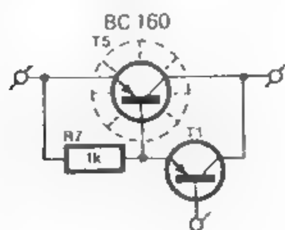


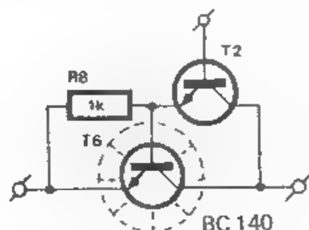
de intrare a căror frecvență este de mai mult de 400 ... 500 kHz sau a căror amplitudine depășește 2 Vvv. Curentul de alimentare al montajului măsoară mai puțin de 10 mA.

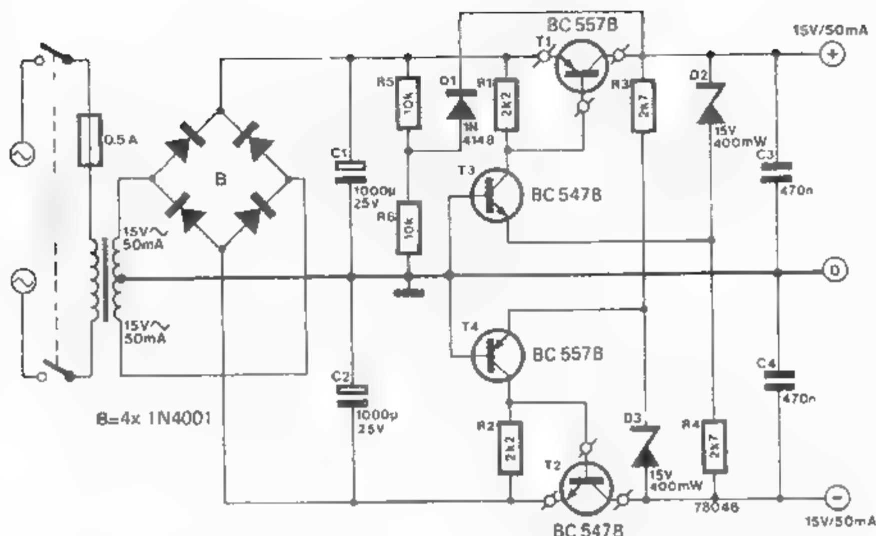
098 *Alimentator simetric*

Cu toate că există foarte multe stabilizatoare de tensiune fixă, chiar și pentru tensiuni negative, totuși un montaj cu componente discrete, în special cu un bun raport preț - performanțe, își are justificarea sa.

Atunci când curentul absorbit rămâne limitat la circa 10 mA, pentru T1 și T2 pot fi utilizate tipurile BC 547/557. Pentru curenți mai mari (maximum 0,5 A) este necesar să se prevadă un transformator de rețea corespunzător, împreună cu un montaj Darlington cu BC 140/160. Componentele R5, R6 și D7 au rolul de a face ca stabilizarea tensiunii să lucreze după dorință, imediat după conectarea tensiunii la transformator.







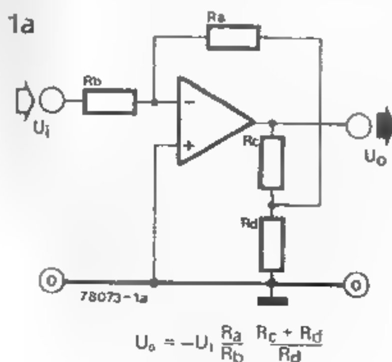
099 *Milivoltmetru FET*

Firma National a scos pe piață un amplificator operațional cu 1 FET, având drept caracteristici principale o amplificare mare, o tensiune offset mică și o impedanță de intrare extrem de mare. Toate aceste însușiri ne tentează să-i găsim o utilizare într-un milivoltmetru.

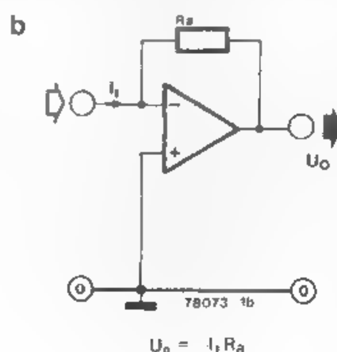
Montajul prezentat în fig. 2 face posibilă măsurarea tensiunilor și a curenților cu LF 356. Fig. 1a și 1b prezintă montajul amplificatorului operațional la măsurarea tensiunii, respectiv a curentului.

În schema bloc a montajului este reprezentată combinarea ambelor tipuri de măsurători. Comutatorul de scală S3 modifică reacția inversă a amplificatorului operațional. Această reacție corespunde divizorului de tensiune din fig. 1a, constând din Rc și Rd. Punctele de legătură A, B și C servesc la realizarea cu S3, așa cum se vede în fig 2a, a combinațiilor de rezistențe. Tabelul 1 dă domeniile de măsurare ce pot fi obținute cu acest comutator.

Milivoltmetrul cu FET este alimentat de o sursă simetrică de ±3 V. Deoarece curentul absorbit (1 mA) este foarte redus, poate fi uti-

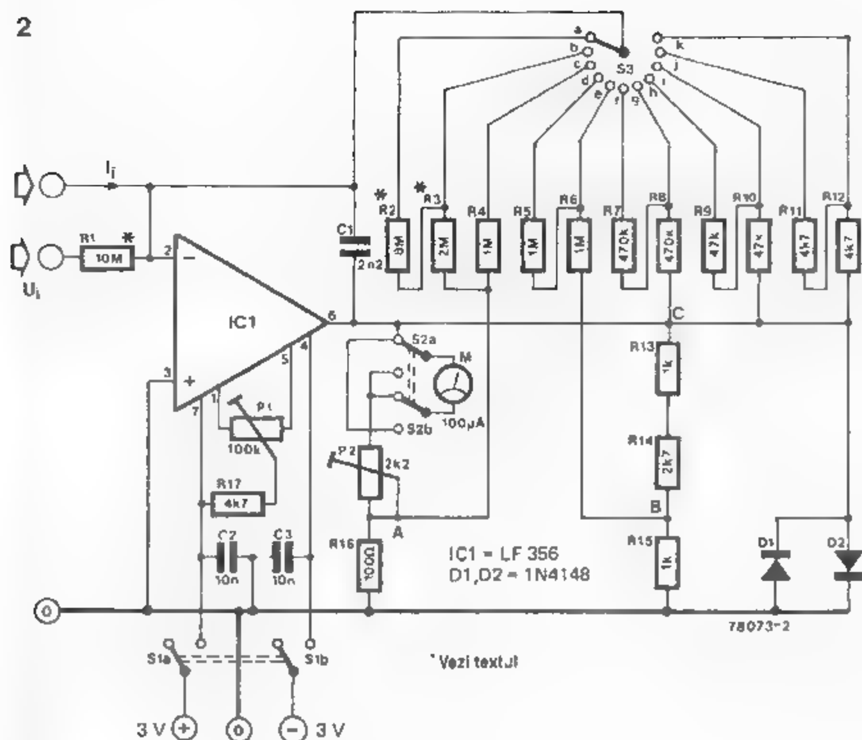


$U_o = -U_i \frac{R_a}{R_b} \cdot \frac{R_c + R_d}{R_d}$

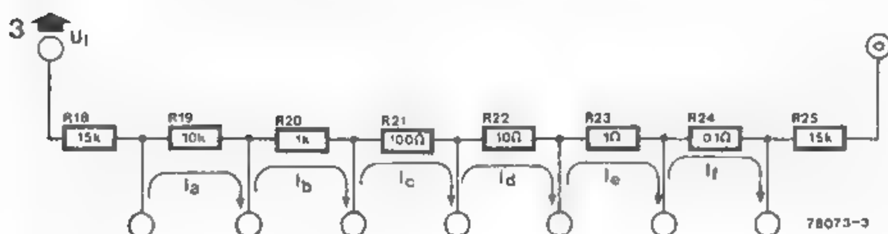


$U_o = -I_i R_a$

2



3



lizată ca sursă de tensiune o baterie. Nu există limitări pentru tensiuni de alimentare mai mari; totuși nu trebuie depășită tensiunea de ±16 V.

Pentru rezistențele comutatorului de scală trebuie utilizate rezistențe cu peliculă metalică (toleranță 1%). R1 și R2 se realizează prin le-

Tabel 1

Indicația maximă la cap de scală		
S3	U	I
a	10 mV	1 nA
b	50 mV	5 nA
c	100 mV	10 nA
d	500 mV	50 nA
e	1 V	100 nA
f	5 V	500 nA
g	10 V	1 µA
h	50 V	5 µA
i	100 V	10 µA
j	500 V	50 µA
k	1000 V	100 µA

Tabel 2

	S3 în poziția		
	a	b	c
I_a	1 µA	5 µA	10 µA
I_b	10 µA	50 µA	100 µA
I_c	100 µA	500 µA	1 mA
I_d	1 mA	5 mA	10 mA
I_e	10 mA	50 mA	100 mA
I_f	100 mA	500 mA	1 A

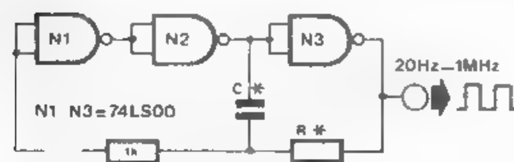
garea în serie a mai multor rezistențe de 1 M.

Schimbarea polarității se realizează prin comutatorul S2. Tensiunea de offset este reglată cu P1. Cu intrarea scurtcircuitată, tensiunea la ieșire trebuie să fie de zero volți. Instrumentul indicator se reglează cu potențiometrul de etalonare P2 la valoarea tensiunii aplicate. Cu milivoltmetrul se pot măsura curenți, cu ajutorul „suntului" din fig. 3. În tabelul 2 se indică domeniile de măsură pentru pozițiile a, b și c ale comutatorului S3. Acest „sunt universal" ar trebui construit de asemenea din rezistențe cu peliculă metalică, cu toleranță de 1%.

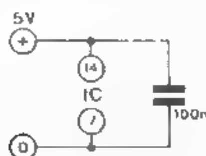
(J. Borgmann)

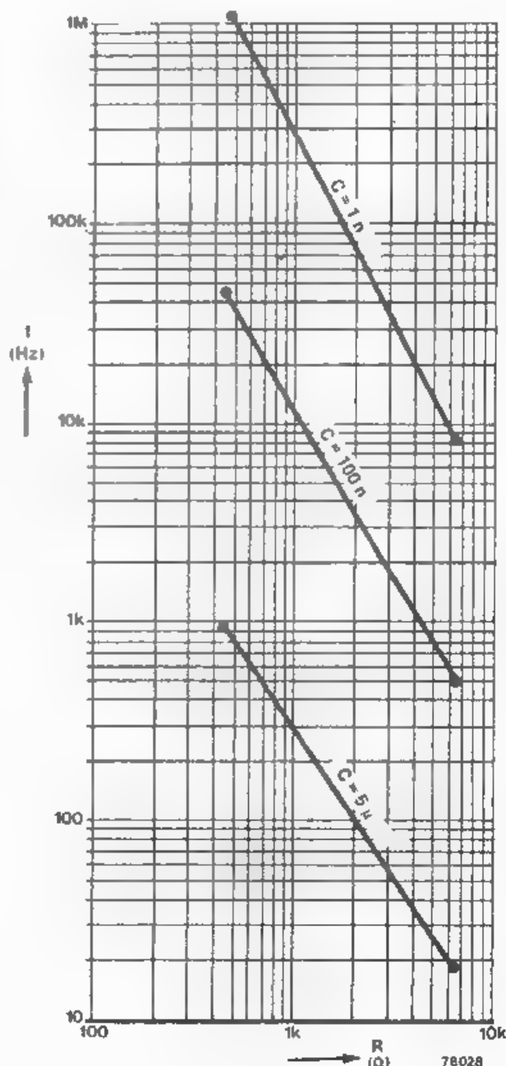
100 *Oscilator LS-TTL cu semnale dreptunghiulare*

Acest oscilator universal lucrează după același principiu ca și oscilatorul descris mai înainte; aici este totuși utilizat un circuit integrat TTL din seria Low Power Schottkhy (LS - TTL). Deoarece circuitele integrate LS-TTL se deosebesc prin însușirile lor de circuitele TTL standard, aici este valabilă o altă corelație între valorile R și C și frecvența oscilatorului. În afară de aceasta este necesară o rezistență suplimentară de 1 k. Frecvența semnalului dreptunghiular produs poate fi între 20 Hz și 1 MHz. Valorile combinațiilor R și C pot fi preluate și aici din nomogramă. Valoarea lui R nu trebuie să fie mai mică de 680 Ω. Dacă frecvența trebuie să fie reglabilă, atunci R poate fi înlocuit printr-un potențiometru de 4k7 sau 10 k, în serie cu o rezistență de 680 Ω.



*Vezi textul





101 *Detector de întrerupere*

Detectarea unei întreruperi într-un circuit de curent alternativ nu se realizează atât de ușor cum ar părea la prima vedere. Dacă montajul lucrează la o tensiune de alimentare unică, atunci va exista în permanență o eroare de tensiune (de exemplu de 0,6 V la un tranzistor cu siliciu, ca detector). Acest lucru este valabil și la triggerul Schmitt CMOS utilizat aici. Semnalul de ieșire își modifică starea atunci când tensiunea de intrare depășește o valoare anumită între 3 și 9 V (funcție de tensiunea de alimentare).

Prin adăugarea divizorului de tensiune R1, R2 și P1 se poate ajunge ca montajul să-și schimbe starea la zero volți la intrare. Premisa este, desigur, ca tensiunea de alimentare să rămână constantă; aceasta înseamnă că pentru fiecare tensiune de alimentare se realizează un reglaj cu P1. Pentru a se realiza cu P1 reglajul exact al detectorului de întreruperi, este de mare ajutor un osciloscop. Un reglaj suficient de precis poate fi realizat și cu un aparat de măsură universal Acesta se leagă la N2; P1 se reglează în așa fel încât instrumentul să indice jumătatea tensiunii de alimentare

O reglare optimă a lui P1 se obține atunci când tensiunea de ieșire este reglată nu la Ub/2, ci la valoarea indicată în tabelul 1. La o tensiune de intrare (Vef), de exemplu de 5 V, si o tensiune de alimentare de 10 V, tensiunea de ieșire reglată trebuie să fie de 4,47 V.

C1 face ca detectorul să se comporte ca un monostabil, astfel încât la ieșire apare numai un singur impuls per perioadă a tensiunii alternative. Capacitatea lui C1 este dimensionată pentru o frecvență de 50 Hz; pentru alte frecvențe, această valoare trebuie modificată invers proporțional

La dimensionarea dată, tensiunea maximă la intrare este de 220 V (Vef); la această tensiune curentul maxim de 10 mA din R1 trece prin circuitul de protecție al porții. Pentru ca tensiunea de alimentare să nu fie influențată de acesta, se adaugă dioda Zener D2. R1 trebuie în acest caz să transforme în căldură o putere de 1,5 W. Atunci când detectorul trebuie să prelucreze continuu tensiuni de intrare mari, este recomandabilă o dimensionare cu rezistențe mari a divizorului de tensiune R1, R2, P1.

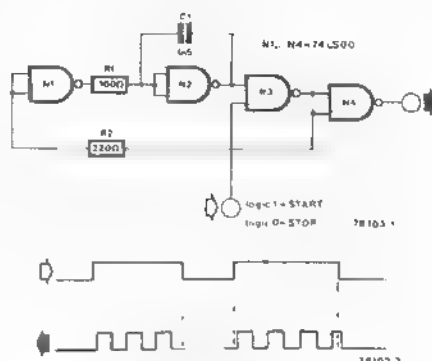
Tabelul 1

Tensiune de intrare (Vef, sinus)	**Tensiune de alimentare**		
	5 V	**10 V**	**15 V**
2 V	2,24	3,49	–
3 V	2,33	4,09	5,18
4 V	2,37	4,33	5,91
5 V	2,40	4,47	6,26
6 V	2,42	4,56	6,48
7 V	2,43	4,63	6,64
8 V	2,44	4,67	6,75
9 V	2,44	4,71	6,83
10 V	2,45	4,74	6,90

N1,N2 = 1/2 IC1 = 4093B

102 *Oscilator start – stop stabil*

La transformarea semnalelor digitale paralele în semnale serie, este necesar adeseori un oscilator start - stop. Asemenea oscilatoare pot fi triggerate de un semnal asincron la frecvența oscilatorului printr-o intrare de deblocare. Oscilatorul descris aici lucrează fiabil și stabil până la 10 MHz. În starea de repaus a oscilatorului, la intrarea de comandă a porții N3 este un „0" logic. Imediat ce această intrare trece în starea „1" logic, oscilatorul începe să oscileze cu o mică întârziere.

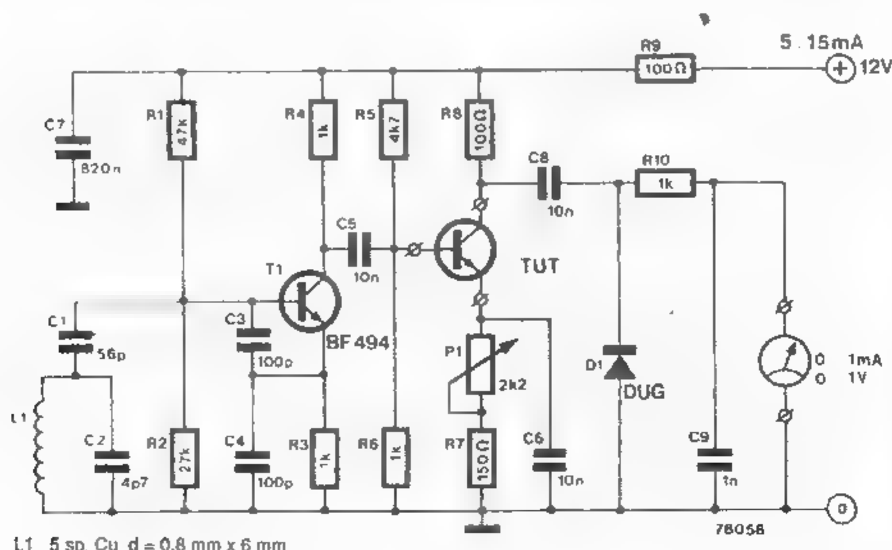


103 *Instrument de măsură a amplificării în înaltă frecvență*

Amplificarea în curent a tranzistoarelor IF depinde în mare măsură de curentul continuu de reglare. Amplificarea atinge cea mai mare valoare la un anumit curent de colector. Cu acest montaj simplu poate fi determinat ușor punctul optim de funcționare.

Tranzistorul de testat (TUT - Transistor Under Test) este parte componentă a unui etaj de amplificare obișnuit. Acestui etaj i se aplică un semnal de 100 MHz produs de oscilatorul construit cu T1. Semnalul IF amplificat este redresat (D1, R10, C9); un voltmetru indică tensiunea continuă proporțională cu semnalul IF amplificat.

Reglarea curentului continuu al tranzistorului de testat poate fi realizată cu P1; curentul de colector poate fi variat între 1 și 10 mA. Dacă potențiometrul P1 este prevăzut cu o scală etalonată în mA, atunci se poate determina rapid punctul optim de lucru.



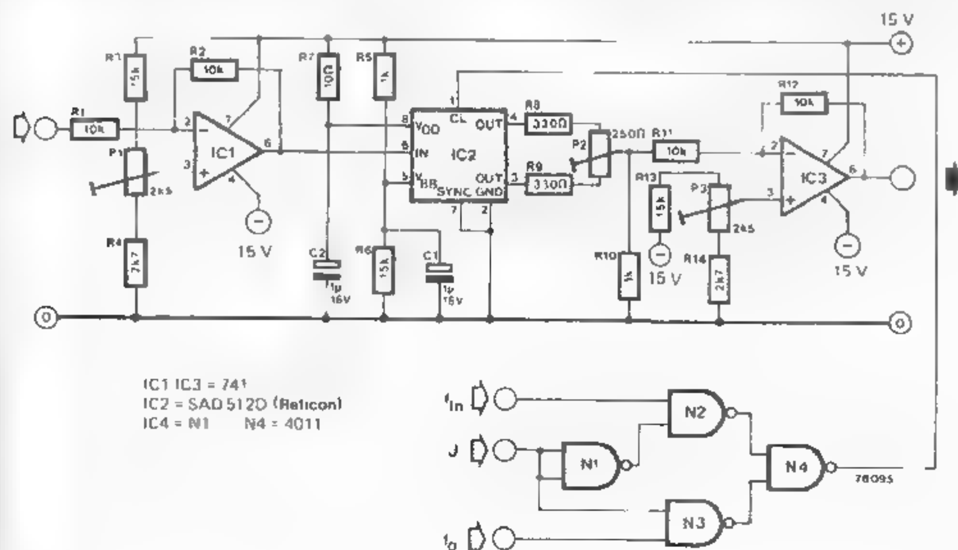
L1 5 sp. Cu d = 0,8 mm x 6 mm

104 *Compresor-expandor cu bază de timp*

Pentru a se putea efectua verificări speciale prin măsurări tehnice, este uneori necesar ca un semnal analogic sau digital să fie reprezentat dilatat sau comprimat pe orizontală pe ecranul unui osciloscop atunci când această operație este posibilă, cu ajutorul bazei de timp interne. În acest caz este necesar un aparat care poate fi caracterizat prin denumirea compresor - expandor de bază de timp. Un asemenea aparat poate fi realizat cu un lanț de elemente de memorie. Reprezentarea dilatată sau comprimată a unui semnal pe ecranul unui osciloscop se realizează prin citirea semnalului și redarea lui cu o frecvență de tact mai mică, respectiv mai mare.

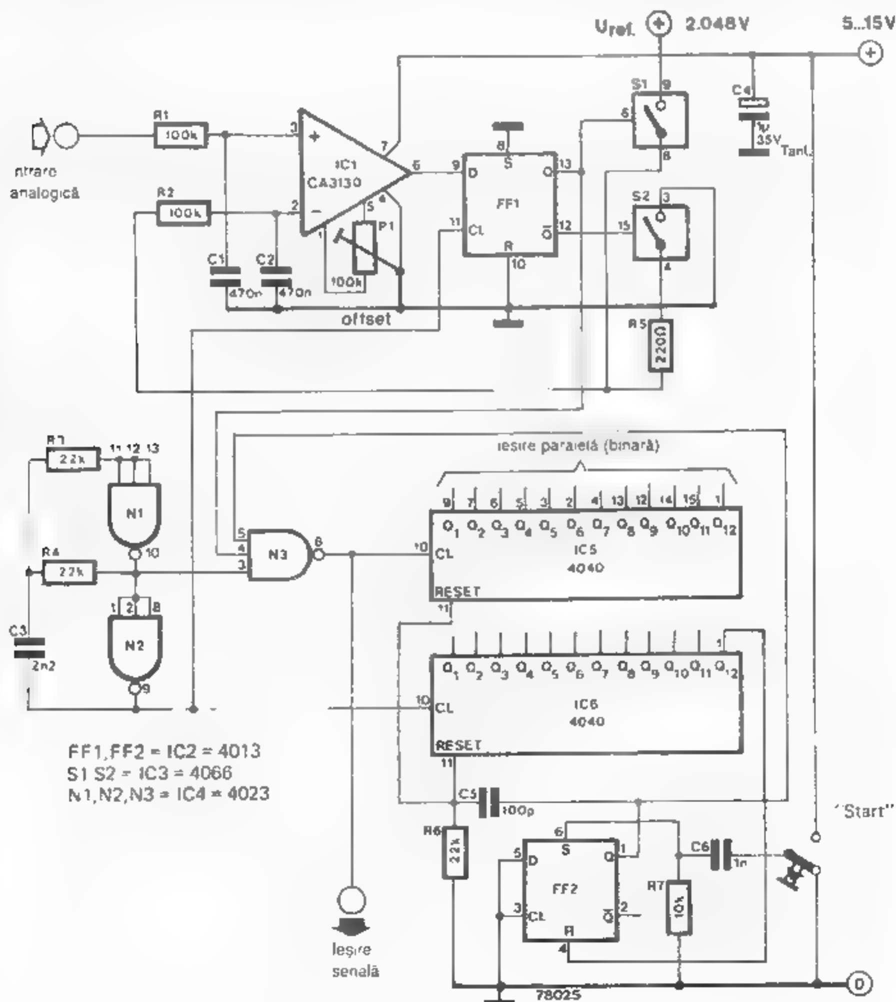
Montajul prelucrează semnale analogice și digitale cu frecvențe de până la 200 Hz. Durata totală a ciclului citire - redare nu trebuie să depășească (la temperaturi normale) 0,1 s, deoarece în caz contrar semnalul este atenuat prea mult. Pentru reglarea în tensiune continuă este prevăzut lanțul de elemente de memorie (IC2) cu două circuite integrate 741, unul conectat în amonte, celălalt în aval. Atunci când componenta de curent continuu nu prezintă interes, circuitul IC3 poate lipsi; semnalul de ieșire este cedat printr-un condensator de 100 n.

În cazul unui „0" logic la intrarea de comandă U, semnalul de tact de citire f_{in} ajunge la lanțul de elemente de memorie, în cazul unui „1" logic, la lanțul de elemente de memorie este condus un tact de redare fo. În timpul perioadei de citire, la ieșirea montajului este de asemenea disponibil un semnal; în practică el poate fi necesar pentru a atenua semnalul de ieșire în această perioadă. Dacă se dorește a se vizualiza un semnal periodic cu ajutorul bazei de timp a COMPRESOR - EXPANDOR-ului, atunci semnalul de comandă U trebuie sa fie triggerat de semnalul de intrare; altminteri faza semnalului de ieșire se modifică continuu. În afară de aceasta, trebuie ca numărul de impulsuri de tact de citire să rămână mereu același; el trebuie să fie de cel puțin 512 impulsuri, deoarece în caz contrar informațiile încă disponibile nu sunt transpuse în întregime. În montajul aparatului se găsesc trei potențiometre. P2 trebuie reglat astfel încât semnalul de tact fo la ieșire să fie cât mai puternic atenuat. Cu P1 trebuie reglată mai întâi valoarea tensiunii continue la ieșire la circa 5 V. În final, se reglează acest potențiometru în așa fel încât semnalul de ieșire la supraexcitare să fie limitat simetric. P3 servește la reglarea tensiunii continue la ieșire; ea trebuie să fie zero atunci când intrarea este scurtcircuitată



105 Convertor analogic-digital

Convertoarele analogic-digitale aparţin montajelor relativ critice, de aceea, de cele mai multe ori, în afară de elemente constructive speciale este necesară şi o reglare atentă. În cazul convertoarelor A/D care lucrează pe principiul Delta - Sigma nu sunt necesare componente speciale; precizia sa depinde în principal de stabilitatea tensiunii de referinţa externe. Circuitele integrate IC1, IC2 şi ambele comutatoare CMOS S1 şi S2 constituie împreună un aşa-zis modulator Delta - Sigma, sau mai pe scurt, modulator Delta. Modul de funcţionare a modulatorului Delta a fost descris amănunţit în articolul „Digitaler Nachhall" (Elektor, martie 1978), de aceea, este suficientă aici doar o scurtă sinteză: în funcţie de tensiunea la intrarea D a multivibratorului bistabil FF1, intrarea inversoare a amplificatorului operaţional IC1 este pusă alternativ la masă, sau Uref, prin R2 şi unul din cele două comutatoare CMOS. Amplificatorul IC1 lucrează aici în regim de comparator. Ca urmare a reacţiei la intrarea inversoare, IC1 comută alternativ, astfel încât valorile medii ale tensiunilor de intrare la cele două amplificatoare operaţionale sunt egale. De aici rezultă la ieşirea lui IC1 o tensiune drept-

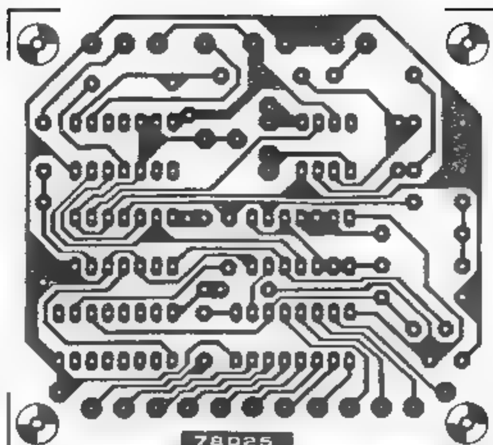


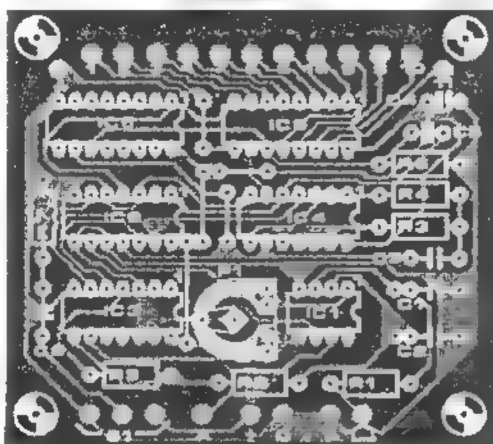
unghiulară, al cărei raport impuls - pauză este proporțional cu mărimea tensiunii analogice de intrare. Starea de comutare a comparatorului este preluată cu fiecare impuls de tact (clock) de la multivibratorul bistabil FF1 (D).

Atunci când ieșirea Q a lui FF1 este „1" logic, impulsurile de tact ajung prin poarta N3 la intrarea numărătorului binar cu 12 biți IC5. Durata perioadei de numărare a lui IC5 este comandată de un al doilea numărător binar IC6. Acest numărător numără 2048 impulsuri de tact și furnizează apoi un impuls reset la multivibratorul bistabil FF2. Aceasta are ca urmare faptul că ieșirea sa este în stare „0" logic, poarta N3 blochează și IC5 nu mai primeste nici un impuls de numărare. Poziția de numărare atinsă de IC6 este astfel expresia digitală a mărimii tensiunii de intrare analogice. Următoarea perioadă de conversie începe atunci când FF2 este setat cu tasta „START"; IC5 și IC6 trec atunci brusc în zero.

Dacă tensiunea de referință Uref măsoară exact 2,048 V, atunci o tensiune analogică de 1 V este identică cu 1000 de impulsuri de numărare. La prototipul realizat cu elemente constructive standard, abaterile de la liniaritate au fost mai mici de 1%. O liniaritate și mai bună poate fi realizată prin utilizarea drept comparator a unui circuit LF 357; Acest circuit necesită o tensiune de alimentare simetrică. Frecvența oscilatorului de tact (N1, N2), care la dimensionarea dată pentru R3, R4 și C8 este de 8 kHz, poate fi mărită prin micșorarea valorii lui C3. Condensatorul C3 nu trebuie totuși să fie mai mic de 390 p; această valoare corespunde unei frecvențe de tact de circa 50 kHz. Ne putem gândi de asemenea să utilizăm o altă iesire a lui IC6 sau să folosim alte tipuri de numărătoare pentru IC5 și IC6.

Reglarea convertorului analogic - digital se limitează la compensarea tensiunii de offset a lui IC1. P1 se reglează în așa fel încât, la scurtcircuitarea intrării numărătorului IC5, el să rămână pe zero. Prin mărimea tensiunii de





referință poate fi determinată acea tensiune de intrare la care IC5 atinge poziția sa maximă de numărare (toate ieșirile „1").

Curentul absorbit de montaj măsoară doar câțiva mA. Perspective interesante apar la cuplarea unui convertor A/D lucrând, după principiul descris aici, cu un microcalculator. Microcalculatorul poate prelua toate funcțiile logice, inclusiv funcțiile ambelor numărătoare; ca hard extern rămân numai comparatorul și cele două comutatoare integrate CMOS.

Lista de componente

Rezistențe
R1, R2 = 100 k
R3, R4, R6 = 22 k
R5 = 220 Ω
R7 = 10 k
P1 = 100 k pot. semiregl.

Condensatoare
C1, C2 = 470 n
C3 = 2n2
C4 = 1 µ / 35 V
C5 = 100 p
C6 = 1 n

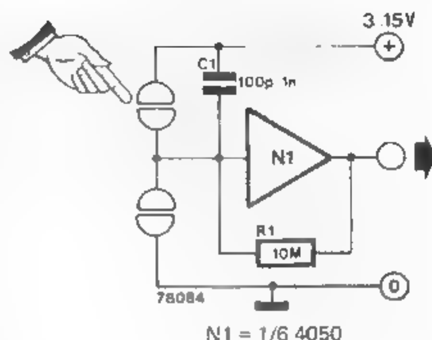
Semiconductoare
IC1 = CA 3130
IC2 = 4013
IC3 = 4066
IC4 = 4023
IC5, IC6 = 4040

Diverse
comutator unipolar

106 Comutator cu senzor de atingere, ieftin

Există deja nenumărate variante de montaje cu senzori de atingere; totuși simplitatea acestor montaje încă mai poate fi exploatată.

Atunci când tensiunea etajului de separare (buffer) CMOS N1 este pusă la masă prin atingerea contactului de jos, ieșirea trece în starea „0" logic. Ca urmare a cuplajului prin R1, această stare este menținută până când este atins contactul senzor de sus. Intrarea lui N1 se găsește atunci (printr-o rezistență mare) la potențialul +Ub, astfel încât la ieșire apare un „1" logic. Rezistența R1 are și în acest caz rolul de a păstra starea la ieșirea montajului. Condensatorul C1 face ca ieșirea să fie continuu în starea „1" logic după conectarea tensiunii de alimentare.

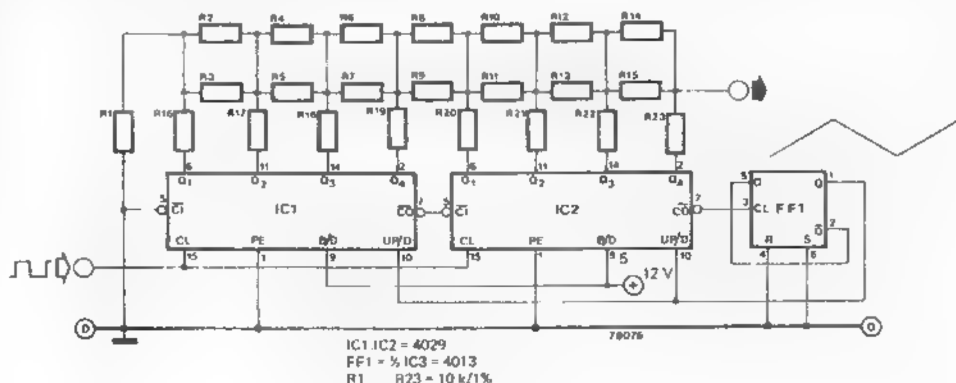


N1 = 1/6 4050

107 Convertor semnal dreptunghiular-triunghiular

Acest montaj transformă o tensiune dreptunghiulară într-o tensiune triunghiulară, a cărei frecvență este mai mică de 512 ori

Convertorul dreptunghi - triunghi este realizat cu un numărător binar reversibil (up / down) de 8 biți (IC1, IC2). Multivibratorul bistabil FF1 comandă numărătorul astfel încât numără alternativ în ambele sensuri. Multivibratorul bistabil este triggerat de semnalul purtător al numărătorului; de aceea numărul de pași de numărare este de câte 256 în ambele sensuri. Un circuit format din rezistențe transformă semnalul binar de 8 biți rezultat într-o tensiune în trepte de formă triunghiulară. Se recomandă utilizarea de rezistențe cu toleranță mică (1%). Montajul poate fi extins astfel încât frecvențele semnalelor de intrare și de ieșire să fie egale. Pentru aceasta, frecvența de intrare trebuie multiplicată cu 512, ceea ce se poate realiza de exemplu cu ajutorul unui sistem PLL (Phase Locked Loop = circuit cu calare pe fază). „Sintetizatorul de frecvență" descris în alt loc în această carte poate prelua această sarcină.



IC1.IC2 = 4029
FF1 = ½ IC3 = 4013
R1 ... R23 = 10 k/1%

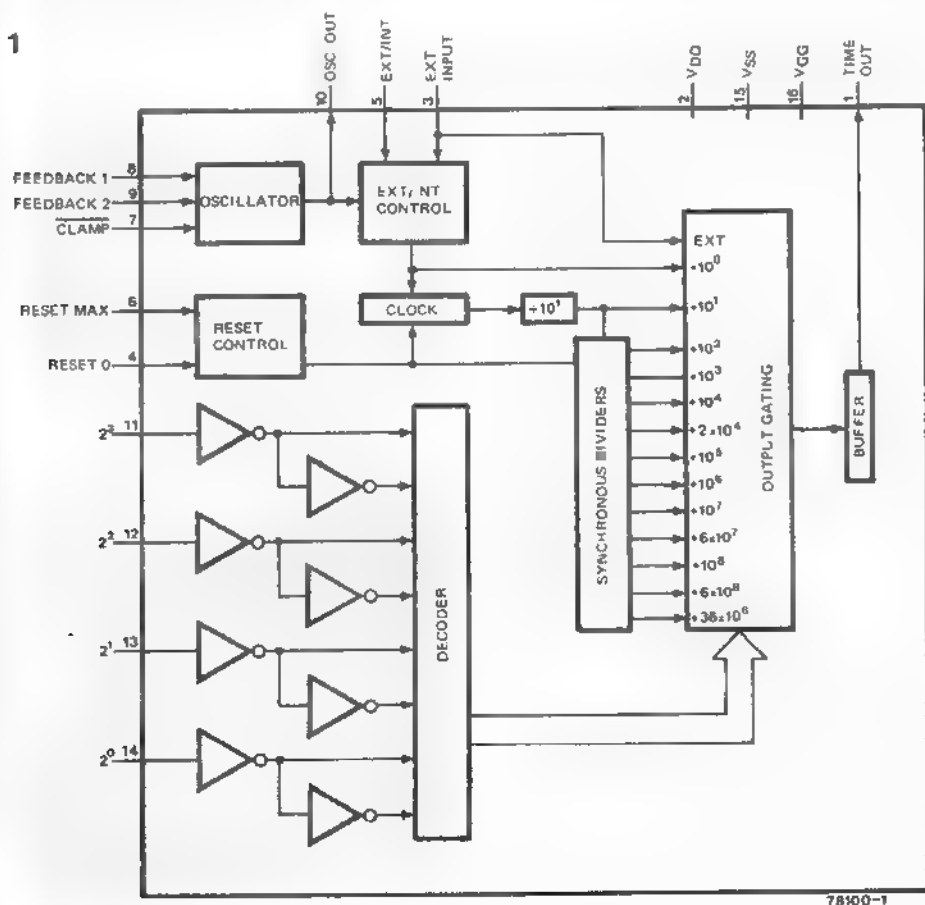
108 *Bază de timp universală cu cristal de cuarț*

Cu circuitul integrat MOS tip MK 5009 este posibil să se realizeze o bază de timp cu cristal de cuarț cu posibilități multiple, utilizând doar puține componente externe. Fig 1 prezintă schema bloc a circuitului integrat. Împărțirea frecvenței oscilatorului poate fi programată prin comutator la intrările de la pinii 11 ... 14. Oscilatorul poate fi echipat în diferite moduri: cu o rețea RC, cu un cuarț sau se introduce un semnal extern TTL.

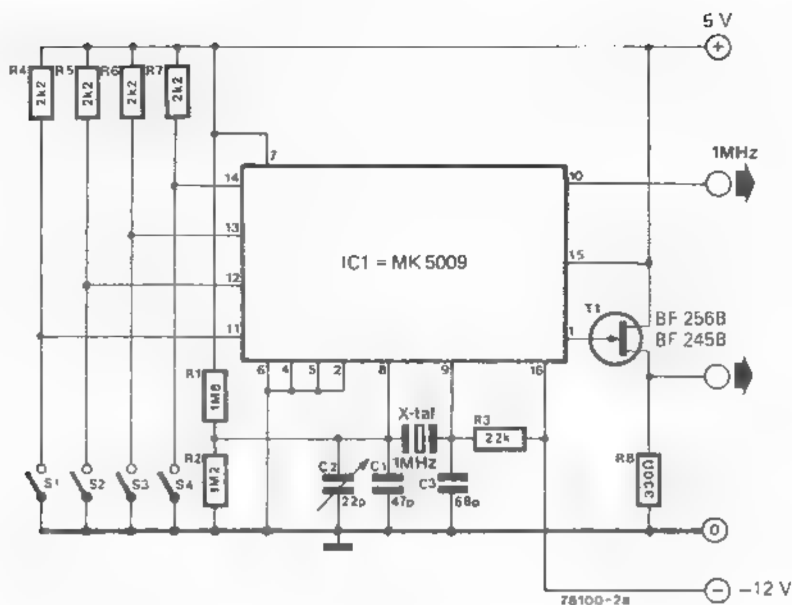
Prin utilizarea unui cristal de cuarț de 1 MHz avem la dispoziție la ieșire (pin 1) semnale dreptunghiulare cu perioada de la 1 µs până la 3600 s, în funcție de raportul de divizare programat. Tabelul prezintă corelația între poziția comutatorului și divizarea frecvenței oscilatorului.

Dacă, de exemplu, numai comutatorul S4 este închis, atunci ieșirea divizorului furnizează un semnal de 50 Hz; cu aceeași poziție a comutatorului, la utilizarea unui cristal de cuarț de 1,2 MHz, frecvența oscilatorului este divizată la 60 Hz. Cristalul de cuarț lucrează în rezonanță paralelă și este conectat cu o capacitate de 30 pF. La pinul 10, frecvența oscilatorului este furnizată fără a mai trece prin etajul de separare. Ieșirea „time out" (pin 1) este prevăzută cu un buffer (etaj de separare) care este suficient pentru a excita montaje CMOS sau o poartă TTL; comanda intrărilor de mică rezistență necesită un alt etaj buffer.

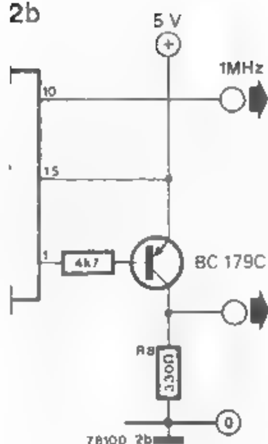
1

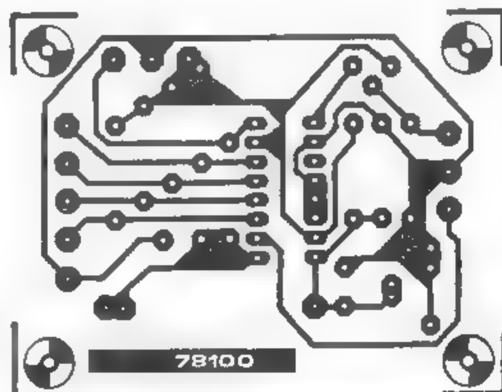


2a

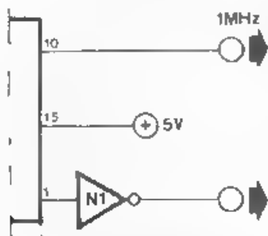


2b





2c



N1 = 1/6 4049, 1/6 7404

78100-2c

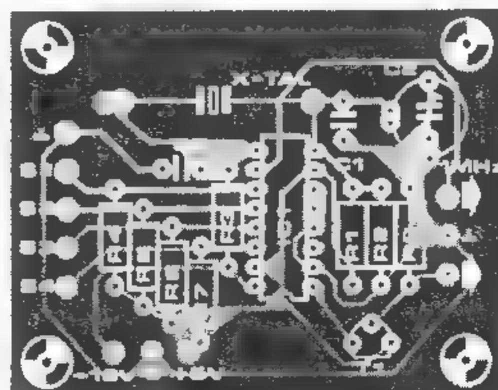


Fig. 2 prezintă trei posibilități de rezolvare a problemei. În locul lui BC 179C din fig. 2b poate fi introdus aproape orice alt tranzistor pnp din clasa C de amplificatoare. Acordarea montajului se limitează la reglarea precisă a frecvenței oscilatorului, cel mai bine cu un numărător de frecvență. La alimentarea montajului nu se pun condiții deosebite (max.15 mA în funcție de tensiunea de alimentare, fără etajul buffer); stabilizatoarele de mică putere sunt foarte potrivite în acest caz.

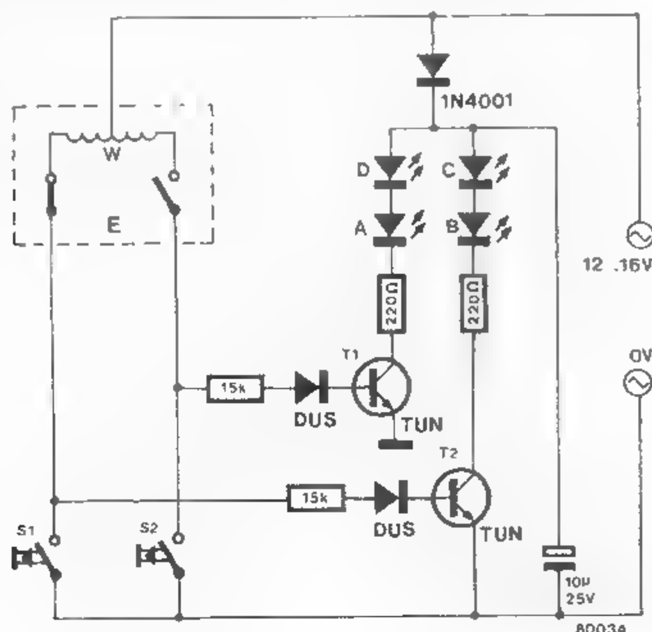
S1	S2	S3	S4	Divizor
0	0	0	0	10^0
0	0	0	1	10^1
0	0	1	0	10^2
0	0	1	1	10^3
0	1	0	0	10^4
0	1	0	1	10^5
0	1	1	0	10^6
0	1	1	1	10^7
1	0	0	0	10^8
1	0	0	1	6×10^7
1	0	1	0	36×10^8
1	0	1	1	6×10^8
1	1	1	1	2×10^4

0 = comutator închis
1 = comutator deschis

109 *Indicator de poziție pentru macaz*

Introducerea microprocesoarelor pentru comanda funcțiilor unei instalații de cale ferată miniatură nu mai este de domeniul viitorului; au fost deja construite instalații complet miniaturizate. Cu toate acestea, persistă mereu nevoia de a reprezenta, pe cât posibil mai clar, funcții simple în cadrul instalației. Una din cele mai importante funcții o îndeplinesc macazurile. Într-o rețea de șine complicată, nu este întotdeauna ușor de recunoscut poziția unui macaz și, cu aceasta, direcția de mers.

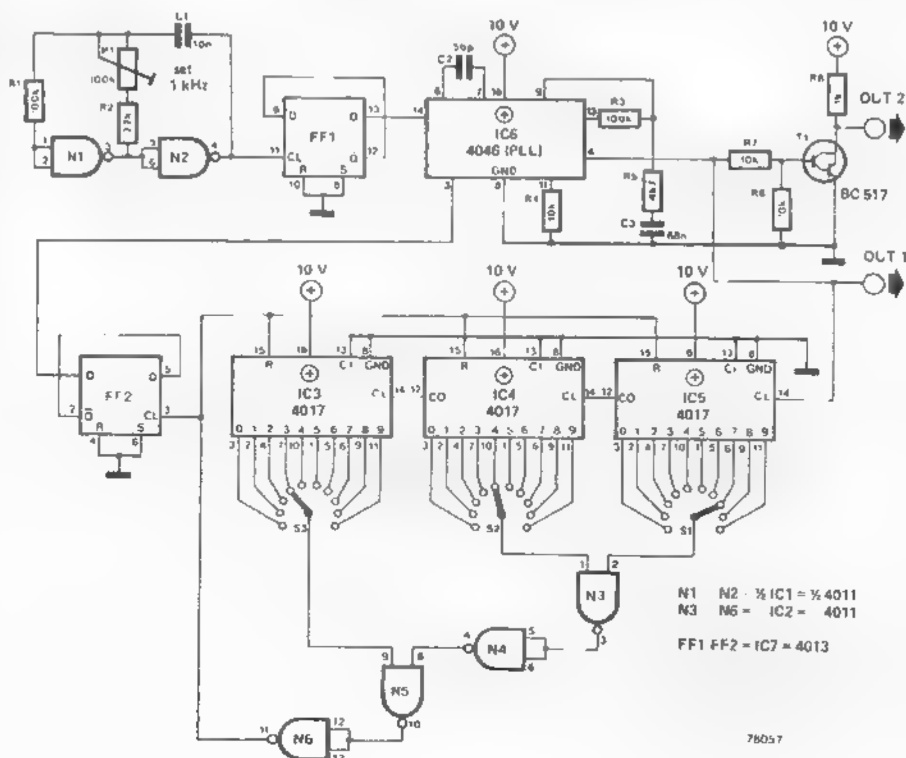
„Indicatorul" prezentat în acest articol arată clar pe pupitrul de comandă poziția unui macaz. Pentru aceasta, sunt utilizate LED-uri de diferite culori pentru a asigura aprecierea corectă a situației.



Montajul este foarte simplu. LED-urile sunt conectate și deconectate de comutatoare electronice (tranzistoare). Macazurile utilizate (W) trebuie să fie dotate cu întrerupătoare de capăt de cursă (E). Tastele și partea electronică se găsesc în pupitrul de comandă. În afară de aceasta se poate amplasa pe macaz, așa cum se arată în desen, câte un LED pentru fiecare sens de circulație (D și C), astfel încât poziția poate fi recunoscută imediat, direct pe macaz. În caz că nu dorim acest lucru, putem înlocui LED-urile printr-o punte de sârmă.

110 *Sintetizator de frecvență*

Acest sintetizator de frecvență produce oscilații dreptunghiulare a căror frecvență poate fi reglată în trepte de 1 kHz în domeniul 1 kHz ÷ 999 kHz. Cea mai importantă parte componentă a montajului este circuitul integrat CMOS - PLL - IC 4046. În 4046 (IC6) se găsește un oscilator care produce semnale dreptunghiulare, disponibile la pinul 4. Frecvența acestui semnal este divizată printr-un factor număr întreg care poate fi fixat prin comutatoarele S1 ... S3. Multivibratorul bistabil FF2 împarte încă o dată semnalul de ieșire al lanțului de divizare care, concomitent, este și semnal reset, și formează din îngustele semnale reset un semnal dreptunghiular simetric. Acest semnal este condus la una din cele două intrări ale montajului comparator de faze existent în circuitul integrat PLL (Phase Locked Loop). La cea de a doua intrare (pin 14) se găsește o tensiune dreptunghiulară simetrică, care este produsă de oscilatorul N1/N2 și a cărui frecvență este împărțită prin 2 de multivibratorul bistabil FF1. Semnalul de ieșire furnizat de oscilatorul PLL este de aceea cuplat rigid cu semnalul produs de N1/N2.



Urmarea este că și semnalele de tact ale ambelor multivibratoare bistabile corespund în frecvență. Frecvența la intrarea lanțului de divizare (IC5) trebuie de aceea să fie egală cu 1 kHz înmulțit cu factorul de divizare reglat.

Utilitatea montajului constă și se bazează pe stabilitatea frecvenței oscilatorului de comandă N1/N2. La pretenții mai mari, acesta ar trebui înlocuit cu un oscilator cu cristal de cuarț.

111 *Regulator de turație pentru mini-bormașine*

Pe piață există deja de ceva timp diferite mașini de găurit în format mini. Ele sunt în general alimentate cu baterii a căror capacitate este însă limitată. Cu ajutorul unui regulator de tensiune integrat conectat invers turația unei minimașini de găurit se poate regla între anumite limite, în așa fel încât ea să rămână constantă, independent de sarcină.

Înainte de a ne uita la montaj, vrem să ne clarificăm asupra proprietăților unui motor de curent continuu (derivație). De ce scade turația odată cu creșterea sarcinii? În mod normal, un asemenea motor este alimentat cu o tensiune (aproape) constantă. În lipsa sarcinii, motorul absoarbe atâta energie cât este necesară pentru a compensa pierderile de putere electrice și mecanice (frecare). Comportarea motorului în sarcină este caracterizată prin faptul că, la creșterea acesteia (absorbție de curent crescută), motorul încearcă să crească corespunzător cuplul disponibil la axul său. Aceasta se face pe seama turației care scade, în această situație.

Această comportare a montajului poate fi modificată deci numai atunci când tensiunea de alimentare nu rămâne constantă, ci este mărită corespunzător creșterii sarcinii. Atunci motorul poate prelua un curent mai mare și poate să mențină o turație constantă.

În montajul prezentat aici, acest proces de reglare este preluat de un regulator integrat de tensiune. Cu ajutorul lui pot fi acționate motoarele cu tensiune de alimentare de la 2,5 V la 12 V, la un curent maxim absorbit de 1 A. Aici este utilizat tipul 79GU, deoarece domeniul său de reglaj ajunge până la maximum –2,23 V. Tipul 78GU are o tensiune minimă de ieșire de numai 5 V, permițând astfel reglarea turației doar la motoarele a căror tensiune de acționare se găsește în acest domeniu.

Fig. 1 prezintă funcționarea regulatorului de tensiune. Tensiunea de ieșire este determinată de raportul rezistențelor R1 și R2.

$U_{out} = (R1 + R2)U_c/R2$

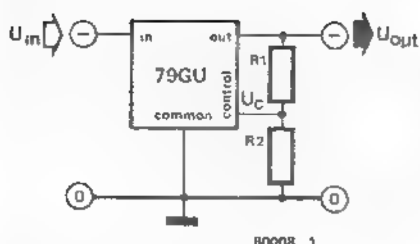
U_c este egal cu –2,23 V la tipul 79GU. Această tensiune este, așa cum se poate vedea din formulă, măsura pentru tensiunea de ieșire, și de aceea a fost introdusă în montaj (fig. 2) ca mărime de reglare.

Dacă se încarcă motorul, mai întâi scade turația și crește curentul; prin aceasta crește și tensiunea negativă la borna „comună" a regulatorului de tensiune (căderea de tensiune pe R2 este mai mare). Circuitul integrat are acum rolul de a menține constantă, la valoarea de –2,23 V, tensiunea față de borna „comună". Tensiunea de ieșire (negativă) crește, din acest motiv; curentul prin motor poate crește în continuare și, de asemenea, și turația. În principiu, R2 poate fi realizat ca potențiometru și astfel se poate regla punctul de intervenție al regulatorului. Contactul cursorului s-ar arde repede în această situație, din cauză că la o modificare a reglajului ar circula continuu un curent mare prin el. În locul reglajului cu R2 este posibil reglajul cu P2. În poziția cea mai de sus a cursorului lui P2 se realizează un reglaj conform fig. 1. Tensiunea de ieșire este menținută constantă față de tensiunea la borna„comună" (de asemenea și tensiunea motorului); în acest caz nu poate fi vorba de „reglare". Abia prin rotirea cursorului în cealaltă direcție ia naștere cuplajul dorit.

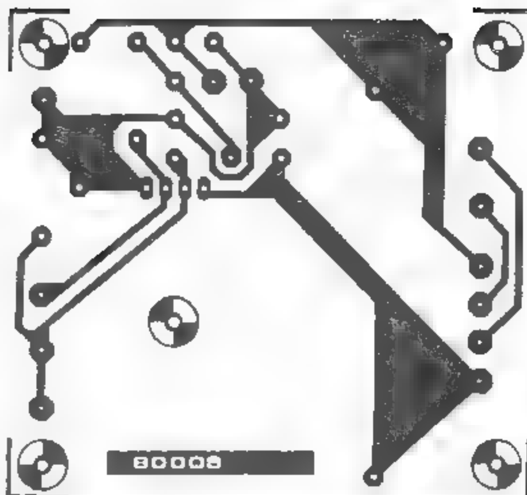
Construcție și reglare

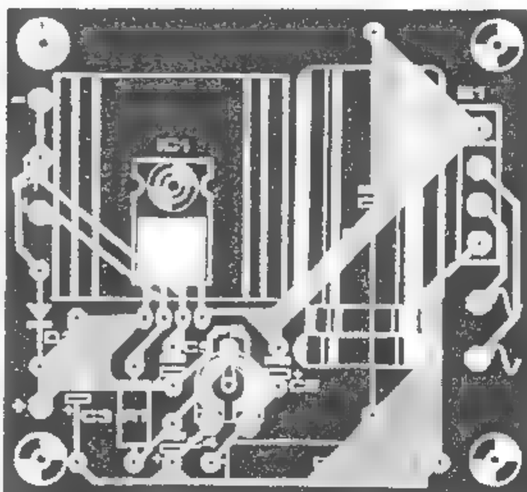
În fig. 3 este prezentat cablajul plăcii. Placa conține, pe lângă transformator, siguranță și

1



3





Lista de componente

Rezistențe
R1 = 2k2 (vezi textul)
R2 = 4Ω7 / 5 W (vezi textul)
P1 = 10 k potențiometru liniar
P2 = 100 Ω potențiometru semireglabil

Condensatoare
C1 = 2200 µ / 35 V
C2 = 2µ2 / 35 V tantal
C3 = 100 µ / 16 V
C4, C5 = 1 µ / 25 V tantal

Semiconductoare
IC1 = 79GU
D1 = 1N4001
B1 = B40C1500

Diverse
Tr = transformator 18 V / 1 A secundar
F = 0,1 A siguranță lentă
Radiator pentru IC1

2

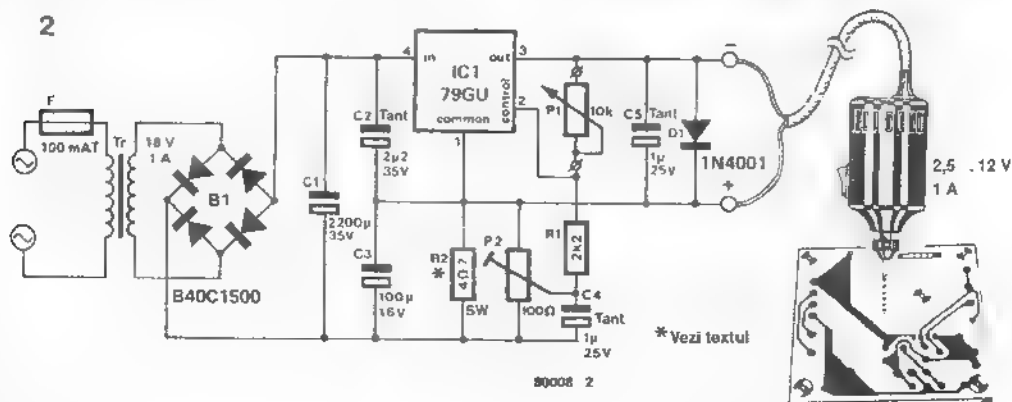


Fig. 1 Regulatorul de tensiune are rolul de a menține la ieșirea sa o tensiune constantă de -2,23 V între intrarea de control și borna „comună".

Fig. 2 Cu ajutorul lui P2 se poate regla gradul de cuplare. Prin cuplaj tensiunea de ieșire crește odată cu creșterea curentului de ieșire. Prin aceasta, turația prestabilită rămâne (aproape) constanta.

Fig. 3 Cablajul și modul de amplasare a componentelor pentru regulatorul mini-bormașinei. IC1 trebuie montat pe radiator potrivit. P1 este conectat cu două fire la placă. Legătura între cursor și un capăt se poate realiza direct pe potențiometru.

potențiometru, toate elementele constructive necesare. După terminarea construcției ar trebui măsurată mai întâi tensiunea de ieșire cu ajutorul unui multimetru. Pentru aceasta, mai întâi se rotește cursorul lui P2 complet spre dreapta. P1 este reglat pe rezistența maximă. Tensiunea măsurată acum ar trebui să fie cu circa 20% mai mică decât tensiunea maximă admisibilă a motorului; dacă nu este asa, atunci valoarea lui R1 trebuie micsorată sau mărită corespunzător.

După acest control functional se poate conecta mașina de găurit. P1 ar trebui să fie acum în poziția de mijloc. P2 este astfel reglat, încât turația motorului nu crește. La o cuplare prea puternică (prin reglarea lui P2), turația crește automat, iar motorul se ambalează (se distruge). Atunci când reglajul descris nu este posibil, R2 trebuie schimbat, iar reglajul trebuie repetat

Acordul optim între montajul regulatorului și mașina de găurit este obtinut atunci când la încărcarea maximă turația rămâne constantă, în situația în care valorile maxim admisibile ale tensiunii și curentului nu sunt depășite. Curentul este într-adevăr limitat prin circuitul integrat, însă tensiunea poate să crească (teoretic), pe baza cuplajului, peste valoarea admisibilă Prin menținerea fixă, pentru scurt timp, a alimentării mașinii de găurit, se poate limita acest caz de funcționare. Se măsoară curentul și tensiunea și se acordează R1 și R2. După aceasta, reglajul grosier descris mai înainte poate fi verificat încă o dată

Nu trebuie să ne facem probleme pentru o încărcare prea mare a circuitului integrat, deoarece acesta este protejat intern atât contra scurtcircuitelor, cât și a supraîncărcării termice

112 *Semafor de circulație auto*

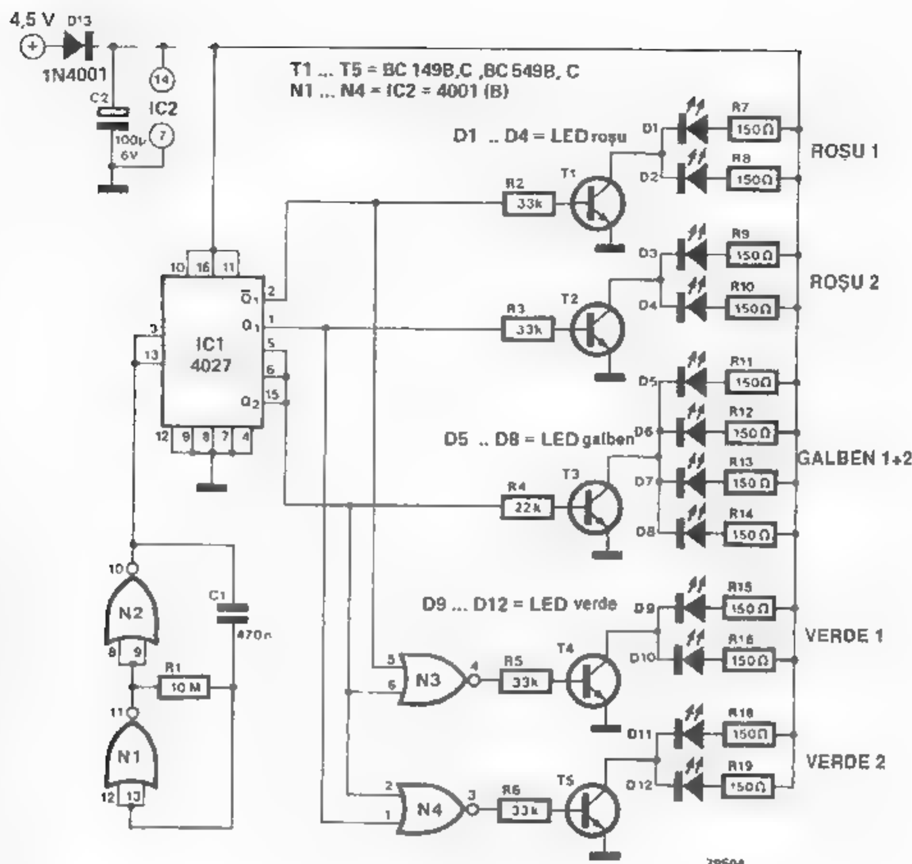
Montajul reprezintă o rezolvare simplă pentru constructia unui semafor de circulație auto utilizabil pentru instalațiile de cale ferată și circulație auto miniaturizate. În afară de aceasta, montajul poate fi atât de mic, încât poate fi introdus ușor în piciorul unui semafor. Este de asemenea posibilă montarea într-un semafor central suspendat. Mai întâi să stabilim fazele comenzii unui semafor. În general, faza START decurge astfel încât semaforul trece de pe ROȘU pe ROȘU/GALBEN și, în sfârșit, pe VERDE. Faza STOP rezultă analog: VERDE - GALBEN - ROȘU. În funcționarea practică există și posibilitatea cumulării semnalului ROȘU în toate direcțiile (de exemplu, la trecerea mașinilor salvarii) În afară de aceasta, din motiv de siguranță, fazele ROȘU/GALBEN și GALBEN au durate diferite; aceste două stări de comutare

Tabel 1

	Direcția 1	
ROȘU	GALBEN	VERDE
1	0	0
1	1	0
0	0	1
0	1	0

	Direcția 2	
ROȘU	GALBEN	VERDE
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

FF1		FF2	
Q1	$\overline{Q1}$	Q2	$\overline{Q2}$
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0



nu sunt luate în considerare aici, deoarece nu sunt neapărat necesare.

Cele patru situații de comutare ROȘU, ROȘU/GALBEN, GALBEN și VERDE trebuie codificate corespunzător. Comutarea a patru semafoare pentru două direcții de circulație este reprezentată într-un tabel de adevăr. De aici rezultă stările de comutare logică și se încearcă realizarea lor cu elemente logice.

Pentru realizarea celor patru stări de comutare se pot utiliza două multivibratoare bistabile (FF1 și FF2). Printr-o comparație a stărilor de comutare dorite ale semafoarelor cu acelea ale multivibratoarelor bistabile, se găsesc imediat următoarele corespondențe în tabel.

ROȘU 1 = $\overline{Q1}$
GALBEN 1 = Q2
VERDE 1 = $Q1 \cdot \overline{Q2} = Q1 + Q2$

ROȘU 2 = Q1
GALBEN 2 = Q2
VERDE 2 = $\overline{Q1} \cdot \overline{Q2} = \overline{Q1 + Q2}$

Pentru realizarea montajului sunt necesare deci două multivibratoare bistabile și două porți NOR. Aceste funcții sunt conținute în circuitele integrate CD 4027 (2J-K multivibrator bistabil MASTER - SLAVE - stăpân-sclav -) și CD 4001 (4 porți NOR). Cele două porți NOR rămase sunt astfel conectate încât să formeze un generator de tact pentru multivibratoarele bistabile. Prin aceasta, rezultă deja montajul din fig. 1. LED-urile sunt comandate de tranzistoarele T1 T5. Pentru alimentare poate fi utilizată o baterie plată de 4,5 V. Întregul montaj încape pe o mică placă cu raster cu găuri.

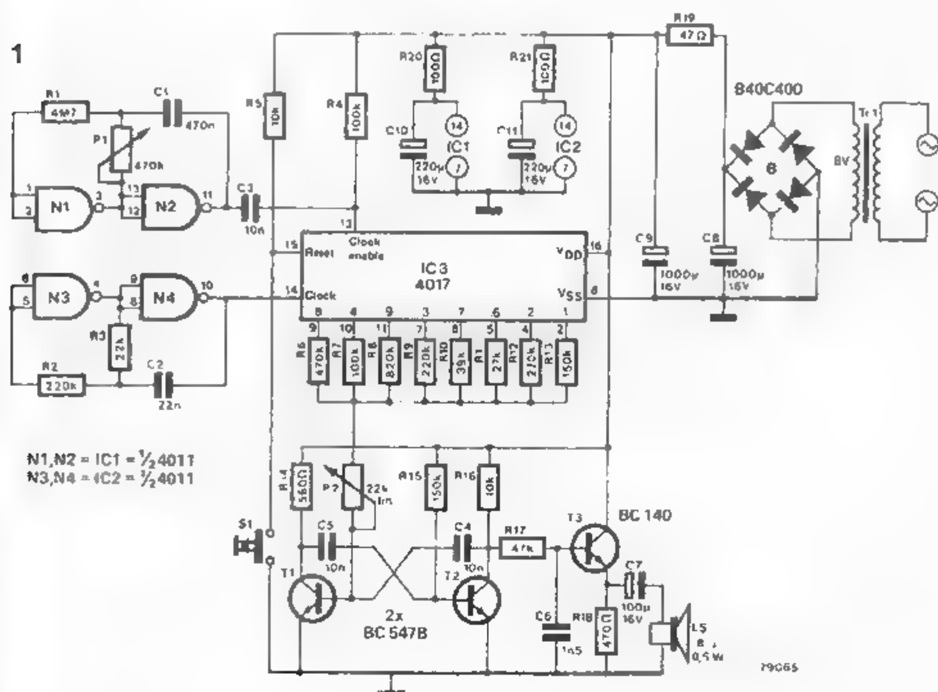
(Wolfgang Peinelt)

113 *Sonerie surpriză*

Celui care încă nu s-a putut decide în fața marelui număr de montaje de sonerii disponibil, i se oferă aici o ultimă șansă: acest montaj oferă ceva special. el generează o altă melodie la fiecare apăsare a butonului.

Această sonerie, al cărei montaj este prezentat în fig. 1, constă din două oscilatoare de semnale dreptunghiulare care oscilează liber, un numărător și un oscilator de sunet comandat în curent. Frecvența semnalului generat de oscilatorul N3/N4 măsoară circa 1 kHz, în timp ce frecvența celuilalt oscilator (N1/N2) poate fi reglată cu P1 între 12 și 900 Hz. După diferențierea prin elementul RC compus din R4/C3, impulsurile furnizate de N1/N2 ajung la intrarea de acces tact (pin 13) a numărătorului IC3. Numărătorul poate număra doar pentru scurt timp impulsurile celui de al doilea oscilator existente la intrarea de tact (pin 14). Numărătorul își schimbă poziția numai atunci când la intrarea de acces tact există un „0" logic; ieșirile (pin 2, 4, 5, 6, 7, 11, 10, 9) trec pe rând în starea „1" logic.

Atâta timp cât contactul butonului soneriei S1 este deschis, la intrarea reset a numărătorului există un „1" logic; ca urmare numărătorul stă în poziția „0". Dacă se apasă pe S1, atunci numărătorul ia starea „1" la prima coincidență a unui impuls de tact cu un impuls de acces tact. De fiecare dată când un impuls de tact coincide în timp cu un impuls de acces tact, poziția numărătorului crește cu o unitate. Opt din cele 10 ieșiri ale numărătorului sunt legate prin rezistențele (R6 ... R13) și potențiometrul P2 cu oscilatorul de sunet (T1, T2) comandat în curent, astfel încât acesta produce o succesiune de sunete cvasi-arbitrare. Cu P2 se poate modifica întregul registru de sunete. De asemenea și durata, în timpul căreia butonul S1 rămâne apăsat, are influență asupra semnalului soneriei. Pentru a se da în cele din urmă un caracter ritmic semnalului, ieșirea „5" (pin 1) a lui IC3 a fost omisă. Ieșirea „0" (pin 3) nu este conectată, deoarece această ieșire, în



starea de repaus a numărătorului, este „1" logic.

Oscilatoarele de semnale dreptunghiulare N1/N2 și N3/N4, atunci când sunt construite cu un singur 4011, se pot influența reciproc, ca urmare a cuplajelor interne din circuitul integrat (pericol de sincronizare). De aceea este recomandabilă utilizarea a două jumătăți de la două circuite integrate independente.

(A. Houghton)

114 *Economizor pentru baterie*

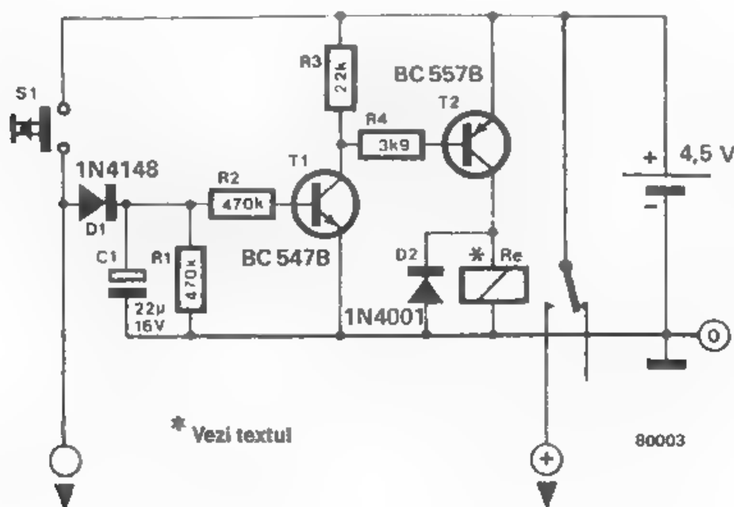
Jocurile electronice care funcționează cu baterii, cum ar fi „Cap sau pajură", ruleta sau diverse variante de zaruri, au un dezavantaj: bateriile se epuizează într-un timp prea scurt. Schimbarea bateriilor se amână vizibil atunci când partea electronică (sau cel puțin indicatoarele de LED-uri – consumatoare de energie) este deconectată după fiecare aruncare sau mișcare. Acest lucru poate fi realizat și manual, dar acționarea automată este mai comodă. Un releu de timp simplu, care întrerupe alimentarea la câteva secunde după fiecare aruncare, îndeplinește această funcție.

Figura prezintă montajul unui asemenea releu de timp în forma sa cea mai simplă. Tasta S1 servește ca buton de start pentru joc. În cazul în care contactul său se închide, atunci condensatorul electrolitic C1 se încarcă repede prin dioda D1. Tranzistorul T1 conduce și, prin T2, conectează releul care asigură alimentarea montajului jocului.

După eliberarea tastei S1, în prima fază nu se întâmplă nimic. Deoarece D1 se blochează, C1 se poate descărca lent prin R1, R2 și prin joncțiunea bază - colector a lui T1. Abia după câteva secunde tensiunea pe C1 scade într-o asemenea măsură încât T1 se blochează din nou și releul deconectează (declanșează). Prin aceasta, aportul de curent la montajul jocului este întrerupt până la mișcarea următoare.

Cu valorile date în montaj, timpul în care indicația poate fi citită este de circa 3 secunde. Dacă aceasta trebuie să fie mai scurtă sau mai lungă, atunci valorile lui C1, R1 sau R2 trebuie modificate corespunzător.

(W. Jitschin)

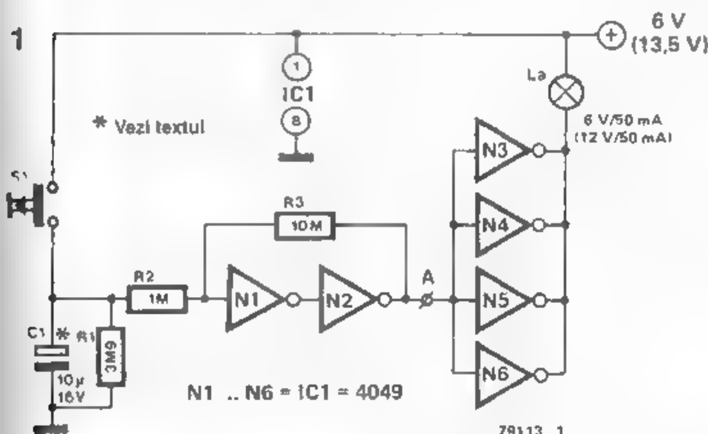


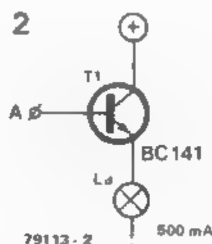
115 *Iluminat automat*

Chiar și în apartamentele moderne, cu instalațiile lor ramificate, este încă necesar adeseori să existe un colț care să nu trebuiască iluminat. Aici, în general, este necesară ceva mai multă lumină doar relativ rar și pentru puțin timp, astfel încât prelungirea rețelei de tensiune nu este rentabilă din motive economice. O iluminare alimentată de la baterii, care la apăsarea unui buton luminează pentru un timp predeterminat nișa unei debarale, aduce într-un mod elegant ceva mai multă lumină în întuneric. Că un asemenea automat nu este greu de construit, o arată montajul din fig. 1.

Cu numai câteva circuite integrate CMOS, trei rezistențe și un condensator se poate construi un releu de timp care la apăsarea unui buton conectează pentru un anume timp o lampa cu incandescență.

La apăsarea lui S1, C1 este încărcat de sursa de alimentare. Ieșirile celor patru inversoare N3 ... N6 conectate în paralel se găsesc în starea „low" (jos), astfel încât lampa luminează. După eliberarea butonului, C1 se descarcă prin R1. Atunci când tensiunea condensatorului scade sub valoarea de prag a triggerului Schmitt N1/N2, lampa se stinge. Efectul de





trigger al inversorului N1/N2 ia naștere datorită cuplajului prin rezistența R3.

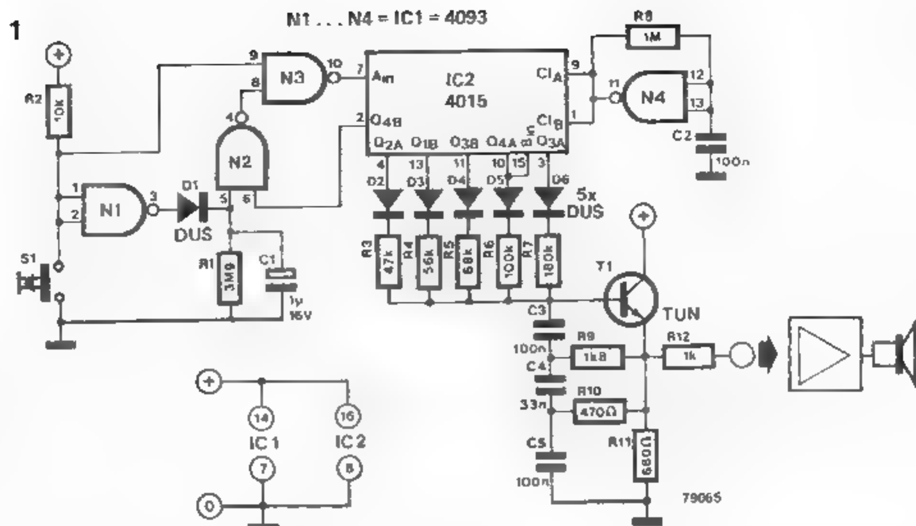
Cu dimensionarea dată, durata de conectare durează aproximativ 1,4 s per microfarad pentru C1. Un condensator cu o capacitate de 10 µ duce la un timp de iluminare de 14 s.

Montajul poate fi alimentat cu 4 baterii de 1,5 V înseriate (de exemplu, elemente mono sau miniatură). Dacă lumina nu este suficientă se pot utiliza trei baterii plate de 4,5 V conectate în serie.

Pentru a produce încă și mai multă lumină, inversoarele conectate ca buffer (N3 ... N6) trebuie înlocuite printr-un tranzistor. Fig. 2 prezintă acest caz. Tensiunea de alimentare se alege în funcție de tensiunea de funcționare a lămpii; ea poate fi cuprinsă între 4,5 și 15 V. Prin lampă poate trece în acest caz un curent de până la 500 mA. În cazul dat, tranzistorul T1 trebuie prevăzut cu un radiator.

116 *Sonerie muzicală*

Fig. 1 prezintă montajul soneriei muzicale. După apăsarea butonului soneriei S1, răsună o scurtă melodie. Atunci când butonul este apăsat mai mult timp sau de mai multe ori, răsună o altă melodie, care durează mai mult.



La acționarea lui S1, la intrările lui N1 și una din intrările lui N3 apare un „0" logic. Intrarea data A (pin 7 IC2) trece prin urmare în starea „1" logic. IC2 este un registru static secvențial de 4 biți, astfel încât, după fiecare impuls de tact primit de la generatorul de tact N4, acest „1" logic este împins mai departe cu o poziție. Frecvența de tact este de circa 5 Hz. Numărul de „1" împinși depinde aici direct de durata de acționare a butonului soneriei. Imediat ce cel puțin una din ieșirile registrului secvențial este „1", prin rezistența corespunzătoare circulă un curent către baza tranzistorului T1. Cu T1 este construit un oscilator simplu comandat în curent. Înălțimea sunetului depinde și de starea logică a diferitelor ieșiri ale multivibratoarelor bistabile. Fiecare impuls de tact împinge în registru semnalele „1" logic cu o poziție mai departe. La o nouă apăsare a butonului este introdus încă un „1". Una din ieșiri (Q4B) este cuplată invers prin N2 și N3, astfel încât semnalele „1" parcurg mereu registrul.

Atunci când butonul este eliberat, montajul lucrează până când C1 se descarcă prin R1. Dacă butonul este acționat repetat, condensatorul rămâne încărcat, astfel încât soneria sună încontinuu. Singura deosebire între cele două moduri de acționare constă în faptul că sunt introduse succesiuni diferite de „1", care produc melodii diferite. La ieșirea acestui montaj mai trebuie adăugat un amplificator. În plus, oscilatorul (T1, C3 ... C5 și R9 ... R12) poate fi înlocuit printr-un generator de efecte sonore disponibil (de la R9).

Tensiunea de alimentare nu este critică, poate fi utilizat orice alimentator care furnizează un curent de minimum 10 mA, la o tensiune de 5 ... 15 V.

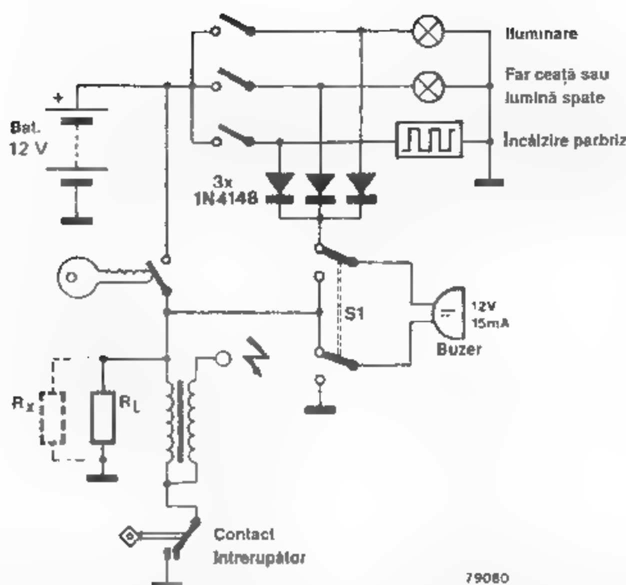
(după o idee a lui L. Witkam)

117 Parcare - stinge luminile!

Montaje care la părăsirea mașinii amintesc conducătorilor auto adânciți în gânduri că nu au deconectat luminile exista într-o mare varietate

Un mare avantaj al versiunii descrise aici constă în faptul că nu trebuie introdus nici un element constructiv în serie cu cablajul deja existent; astfel încât probabilitatea de a dispune de o instalație de lumină în stare de funcționare și după instalarea acestui montaj este destul de mare.

Din schema montajului se poate deja recunoaște cât de inofensivă este introducerea lui



în instalația electrică a autoturismului. Întregul montaj constă dintr-un sumator de curent continuu, un comutator bipolar și câteva diode (în funcție de utilizatorii conectați). În montaj sunt introduse ca exemple de conectare iluminatul, farurile de ceață și încălzirea parbrizului.

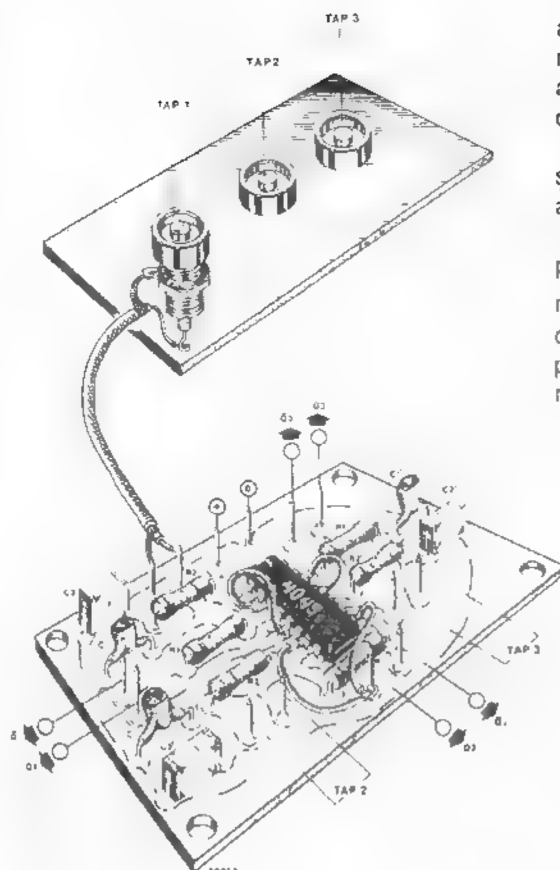
Se observă că montajul nu furnizează nici o informație despre starea instalației de iluminat (în ordine, sau defectă)! În cazul în care comutatorul stă în poziția din figură, atunci sumatorul devine activ imediat ce instalația de aprindere este conectată, iar unul sau mai mulți utilizatori sunt totuși în funcțiune. Prin deconectarea utilizatorilor respectivi, circuitul de curent este întrerupt, sumatorul este blocat. Dacă totuși se dorește să se lase conectat unul din utilizatori (de exemplu, lumina de parcare), se acționează comutatorul S1. Sumatorul este scos acum din funcție până când se pornește din nou motorul.

Comutarea lui S1 pune din nou montajul în stare de alarmă. De regulă este disponibilă o sarcină suficient de mică (R_L) în paralel cu instalația de aprindere (diverse lămpi de control), care acționează atunci când contactul întrerupătorului rămâne întâmplător deschis după oprirea motorului, astfel încât sumatorul funcționează și în acest caz. Dacă această sarcină este prea mică, se conectează în paralel cu ea o rezistență Rx de 100 ... 220 Ω (2 W). O lampă de circa 0,1 W / 12 V (în măsura în care este ușor de procurat) economisește energia, deoarece rezistența crește din cauza dependenței pozitive față de temperatură odată cu creșterea pierderilor de putere transformate în căldură.

118 Comutator conectare-deconectare cu senzor

Cele mai multe comutatoare cu senzor TAP (TAP = Touch Activated Programmer) utilizează doi senzori. Deoarece, însă, confecționarea senzorului cu un singur contact întâmpină deseori dificultăți (atunci când, de exemplu, lipsesc sculele necesare), oferim aici un montaj care necesită un singur senzor. Avantaje: el este simplu de confecționat și sigur în funcționare. Cât de simplu este montajul se poate vedea în figură: numai două rezistențe, două condensatoare și tot atâtea inversoare.

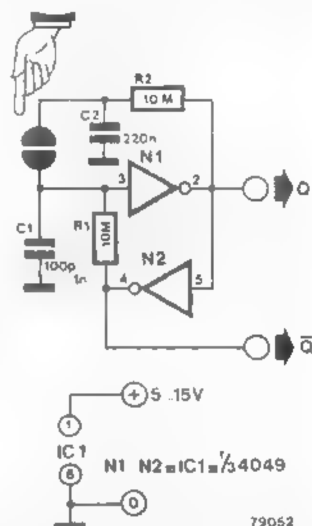
În momentul conectării, la intrarea lui N1 tensiunea este zero deoarece condensatorul C1 este descărcat. La ieșirea lui N1 avem o



ajunge la intrarea lui N1 (sarcina lui C2 abia se micșorează, deoarece C2 > C1). Nivelul redus al tensiunii la ieșirea lui N1 este menținut prin cuplajul cu N2.

Dacă se atinge senzorul a doua oară, ieșirile lui N1 și N2 iau din nou valorile inițiale ale tensiunii.

Atingerea prea îndelungată a senzorului produce oscilații ale tensiunilor de ieșire Q respectiv $\bar{Q}$. Frecvența acestora depinde de constanta de timp R2C2. Cu dimensionarea propusă în montaj, senzorul nu trebuie atins mai mult de o secundă. Dacă această atingere

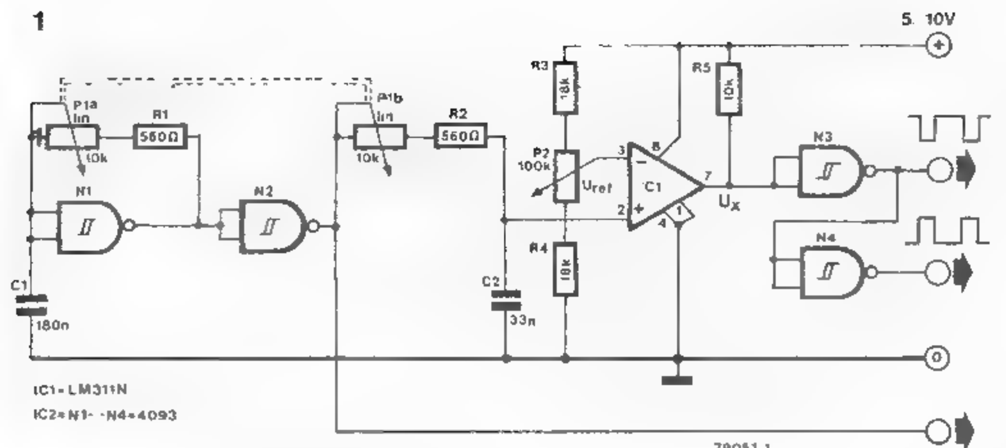


tensiune înaltă, așa încât la ieșirea lui N2 apare iarăși un „0" logic, respectiv starea lui N1 se menține. Semnalul „1" logic de la ieșirea lui N1 acționează astfel încât C2 se încarcă între timp până la tensiunea de ieșire a lui N1 (ea corespunde de fapt tensiunii de alimentare). Imediat ce rezistența foarte mare a senzorului este scurtcircuitată (șuntată) prin rezistența pielii, tensiunea suficient de mare a lui C2 nu se întrerupe, tensiunea la ieșire se inversează din nou. Pentru anumite aplicații, această caracteristică poate fi utilă. Atunci când „timpul de gândire" de 1 s este prea scurt, el poate fi prelungit prin mărirea lui C2.

(U Sußbauer)

119 *Generator de impulsuri reglabil*

În tehnica digitală este necesar adeseori un generator de impulsuri al cărui semnal de ieșire să poată fi modificat nu numai în frecvență, ci și în raportul impuls pauză. Montajele cele mai simple au de cele mai multe ori dezavantajul că reglajul raportului impuls - pauză influențează și frecvența. Montajul descris aici, cu puține componente, nu prezintă acest dezavantaj; frecvența și raportul impuls - pauză pot fi reglate independent între ele. Do-



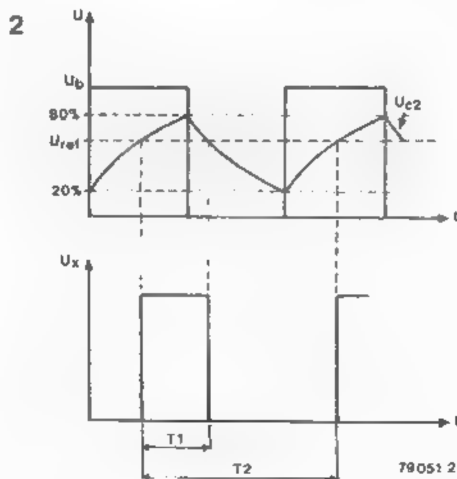
mentul de frecvență se întinde de la circa 1 kHz până la 20 kHz. Raportul pauză - impuls este reglabil între aproape 0 și 100%

Se poate vedea ușor din fig. 1 că este vorba de un montaj simplu. Impulsurile sunt produse de un multivibrator astabil compus din R1, P1a, C1 și N1. El furnizează un semnal simetric dreptunghiular (raport impuls-pauză 50%), a cărui frecvență poate fi reglată cu P1a. Semnalul este condus la un trigger Schmitt N2, utilizat ca formator de impulsuri, și este disponibil la o ieșire separată.

Pentru a putea acum să reglăm raportul impuls-pauză, fără ca această operație să exercite vreo influență asupra frecvenței (și invers), se utilizează un circuit integrator (P1b / R2, C2) împreună cu un comparator (IC1). Constanta de timp a circuitului integrator este aleasă în așa fel (C2 = 1/6·C1) încât pe C2 există o tensiune care variază continuu între 20 și 80% din tensiunea de alimentare Ub. Valorile limită ale acestui domeniu nu sunt foarte importante. De fiecare dată când semnalul „trece" prin tensiunea de referință a comparatorului (la pinul 3), tensiunea la ieșire se modifică brusc. Prin aceasta, ia naștere o tensiune dreptunghiulară (Ux) al cărei raport impuls - pauză este dependent de tensiunea de referință a comparatorului (Uref). Aceasta se poate vedea din diagrama impulsurilor din fig. 2. Raportul impuls pauză poate fi deci reglat prin modificarea valorii tensiunii la intrarea inversoare a comparatorului, fără ca aceasta să influențeze frecvența reglată a tensiunii dreptun-

Fig. 1. Numai două circuite integrate au o contribuție activă la funcționarea generatorului. Frecvența și raportul impuls-pauză pot fi reglate independent una de alta.

Fig. 2. Diagrama impulsurilor arată cum variază raportul impuls-pauză în funcție de tensiunea de referință Uref. Prin acordarea constantelor RC ale circuitului integrator și multivibratorului, raportul impuls - pauză devine independent de frecvență.



ghiulare. Prin aceasta, prima problemă este rezolvată. Mai rămâne încă de clarificat ce se întâmplă cu raportul impuls-pauză atunci când se modifică frecvența. Dacă, de exemplu, se mărește frecvența f a multivibratorului bistabil la xf, atunci durata perioadei tensiunii dreptunghiulare este scurtată cu factorul x. Aceasta ar provoca o modificare a raportului impuls - pauză la ieșirea comparatorului. Dacă însă constanta RC a circuitului integrator poate fi micșorată cu același factor, atunci raportul impuls-pauză rămâne constant. Aceasta se realizează prin utilizarea unui potențiometru dublu (P1a/P1b) cu care pot fi variate în aceeași măsură ambele constante RC. Acest principiu poate fi explicat și astfel: prin acordarea constantei RC a circuitului integrator la frecvența corespunzătoare a multivibratorului bistabil, forma curbei de încărcare a condensatorului C2 rămâne constantă indiferent de variațiile de frecvență. Diagrama impulsurilor din fig. 2 este valabilă deci nu numai pentru frecvența f, ci și pentru frecvența xf. Raportul T1/T2 și, prin urmare, și raportul impuls-pauză (= 100% T1/T2) rămâne realmente constant.

Valorile lui R3, R4 și P2 sunt astfel alese încât tensiunea de referință la intrarea inversoare a lui IC1 poate fi reglată între 13 și 87% din tensiunea de alimentare. Tensiunea pe C2 variază între 20 și 80% din tensiunea de alimentare. Prin aceasta este posibil să se regleze raportul impuls-pauză între 0 (nici un semnal de ieșire) și 100% (tensiune continuă).

Cele două triggere Schmitt rămase (N3 și N4) din IC2 sunt utilizate la ieșire pentru îmbunătățirea fronturilor semnalului și ca inversoare. Când la ieșirea lui N3 există o tensiune dreptunghiulară cu un raport semnal-pauză de exemplu de 30%, atunci ieșirea lui N4 furnizează (prin inversare) un semnal cu aceeași frecvență, însă cu un raport semnal-pauză de 70%. Cu valorile date în fig. 1, frecvența este reglabilă între 1 kHz și 20 kHz. În cazul în care se dorește o modificare a domeniului de frecvență, pot fi utilizate următoarele ecuații:

$C1 = 6 \cdot C2$

$P1a = P1b$ și $R1 = R2$

$f_o = 1/(P1a + R1) \cdot C1 \cdot 0{,}4$

Dacă trebuie realizat și un reglaj în amplitudine, atunci aceasta se poate face cu ajutorul unui potențiometru (≥22 k), care este conectat între ieșirea respectivă și masă. La cursor obținem semnalul de ieșire reglabil în amplitudine. Alimentarea montajului nu este critică; ea nu necesită neapărat o stabilizare. Atunci când cerințele în ceea ce privește stabilitatea frecvenței, a amplitudinii și a raportului impuls - pauză sunt mai mari, este bine să se utilizeze un stabilizator de tensiune. Deoarece acest montaj nu a fost conceput pentru un curent absorbit mai mare de 20 mA, poate fi ales un stabilizator din seria 78L. Se pot lua în considerare tipurile 78L05 până la 78L10 (pentru tensiuni de alimentare de 5 V, 6 V, 8 V, 9 V și 10 V).

(K. Kraft)

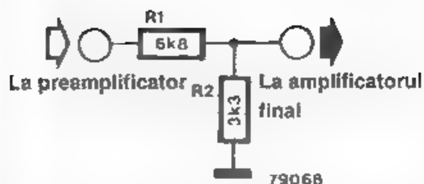
120 *Surse de erori în sistemele audio*

Acordul corect al nivelului între preamplificator și amplificatorul final

Acordul optim al impedanțelor între diferitele componente ale unei instalații stereo HiFi este subiectul preferat al teoreticienilor. În practică această problemă apare desigur mai rar. Aici acordul optim al nivelului este adeseori de o mare importanță, care însă în teorie stârnește și mai puțin interes

Ca exemplu pentru problema practică a acordului nivelului ar fi de citat preamplificatorul consonant descris în iunie 1978. Câțiva cititori s-au plâns de un nivel relativ mare al nivelului de zgomot. Pentru a ajunge în spatele cauzei acestui fenomen, neclar la început, exemplarele „zgomotoase" au fost supuse unei examinări elementare de laborator. Rezultatul: o tensiune de zgomot de circa 0,1 mVef și un domeniu dinamic de mai mult de 90 dB.

Sunt rele aceste valori? Prin cercetări ulterioare a rezultat următoarea imagine: respectivii cititori combinaseră amplificatorul consonant cu amplificatorul final Elektornado, care necesită la intrare, pentru o comandă corectă, o tensiune de circa 900 mVef. Amplificatorul consonant furnizează însă o tensiune de ieșire de



3,5 Vef, de patru ori mai mult decât nivelul necesar, sau de 12 dB „supraexcitare". Dacă se pornește de la un nivel constant de zgomot la ieșirea amplificatorului consonant, atunci raportul semnal/zgomot al respectivei combinații se înrăutățește cu 12 dB. În funcție de poziția regulatorului difuzorului, raportul semnal/zgomot poate fi înrăutățit cu până la 20 dB.

Pentru amplificatorul consonant trebuie efectuate două operații: mai întâi trebuie acordate cu semireglabilele P1 și P2 nivelurile la intrare cu intrarea cea mai sensibilă (în acest caz intrarea „plată"), apoi semnalul de ieșire al amplificatorului consonant este acordat cu semnalul de intrare al amplificatorului final. Un atenuator convenabil de 10 dB este prezentat în figură, reducerea valorii lui R2 la 820 Ω duce la o atenuare cu 20 dB. La o soluție asemănătoare se recurge atunci când trebuie acordate căști sensibile la o ieșire pentru cască; în acest caz, valorile rezistențelor sunt desigur mai mici (de exemplu 680 Ω și 330 Ω).

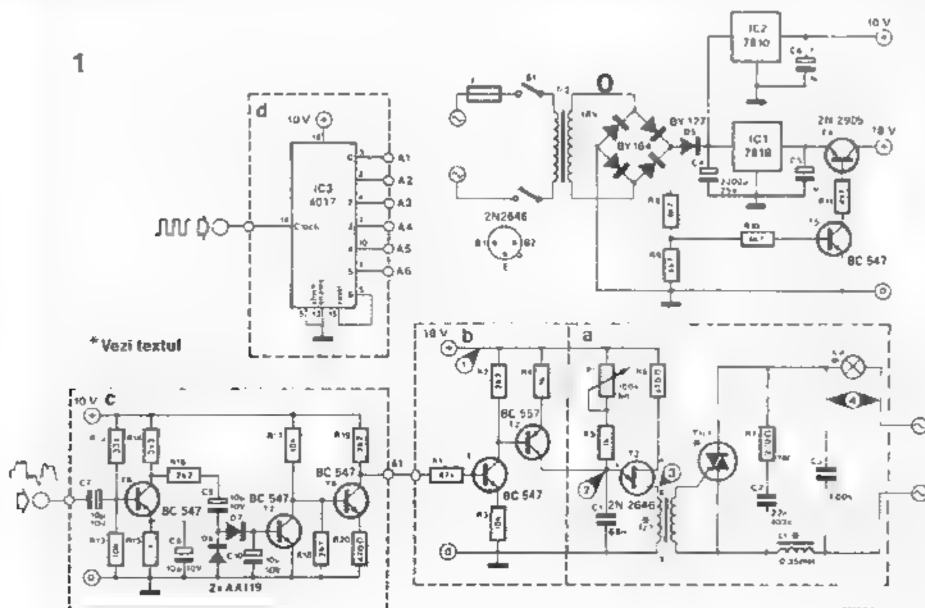
O soluție alternativă este scăderea amplificării amplificatorului final. La Elektornado, de exemplu, valoarea lui R1 ar putea fi crescută la 18 k; în acest caz ar trebui să fie mărite și C4 și C7 la 18 p.

121 *Lumini pentru discotecă*

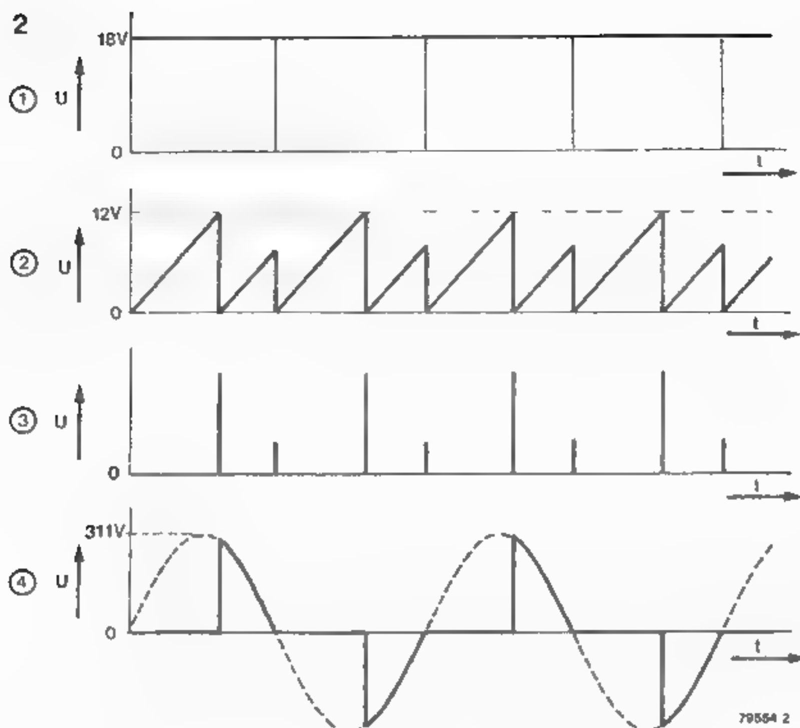
Reflectoarele bliț de toate culorile și mărimile țin astăzi de inventarul discotecilor la fel ca și instalațiile muzicale de mare putere. Articolul de față vrea să-și aducă contribuția pentru o completare vizuală cât mai de efect a spectacolului. Montajul poate lucra independent de spectacolul muzical, ca stabilizator de tensiune reglabil sau să comande un lanț de lumini dinamice, dar poate și să aprindă și să stingă reflectoarele în ritmul muzicii.

Montajul din fig 1 este subîmpărțit în mai multe blocuri, a căror prezență depinde de sco-

1



2



pul utilizării. Partea de alimentare este necesară și atunci când montajul trebuie să funcționeze exclusiv ca stabilizator reglabil de tensiune; în schimb IC2 și C6 pot lipsi în acest caz. Pentru stabilizatorul reglabil de tensiune este necesar doar blocul a. De acesta aparține generatorul în dinte de ferăstrău construit cu tranzistorul unijoncțiune T3, a cărui tensiune aprinde triacul prin transformatorul Tr1. Sincronizarea cu frecvența rețelei se realizează prin deconectarea pentru scurt timp a generatorului (10 ms). Pentru aceasta servesc componentele R8 ... R11, T4 și T5 din alimentarea la 18 V. Cu P1 se poate regla intensitatea luminoasă a reflectoarelor conectate, în întregul domeniu de la zero la maxim. Dacă intensitatea luminii trebuie comandată cu o tensiune continuă variabilă de 4 ... 8 V, atunci este necesar în plus blocul b. Tensiunea de comandă poate proveni de la orice montaj conectat la intrare, de exemplu de la blocul d. Dacă fiecare din ieșirile A1 ... A6 de la blocul d se leagă cu câte unul din montajele constând din blocurile b și a, atunci ia naștere o comandă de lumină dinamică. Viteza luminii dinamice depinde de frecvența semnalului de tact care comandă blocul d.

Dacă se dorește ca lumina reflectorului să iradieze în ritmul muzicii, atunci se poate adăuga blocul c. Semnalul de comandă de joasă frecvență, care poate fi preluat de exemplu de la instalația audio la ieșirea preamplificatorului, este amplificat de T6 și redresat de diodele D6 și D7. Pe C10 apare o tensiune continuă dependentă de tensiunea semnal de la intrare, ea ajunge prin T7 și T8 la baza lui T1.

Trebuie să fie înlăturate cu grijă perturbațiile provenite de la montajul triacului, deoarece în caz contrar redarea audio este prejudiciată. L1 este un drosel obișnuit din comerț, pentru înlăturarea perturbațiilor triacului, diametrul sârmei din care este executat trebuie să fie corespunzător curentului de sarcină respectiv. De asemenea, alegerea tipului de triac se face în funcție de puterea comandată. Condensatoarele C2 și C3 au rolul de a înlătura perturbațiile; tensiunea lor de lucru trebuie să fie de cel puțin 400 V.

Funcționarea montajului depinde decisiv de transformatorul Tr1. Raportul necesar de transformare de 1:1 se obține cu ajutorul a două bobinaje constând fiecare din câte 150 spire din sârmă de cupru de 0,3 mm diametru, bobinate pe o carcasă cu două secțiuni Ca miez, este necesar un miez de ferită de 6 mm diametru care să poată fi însurubat.

Este de la sine înțeles că triacul trebuie să fie răcit suficient și că prescripțiile corespunzătoare de protecție a muncii pentru montajele conectate direct la rețea trebuie respectate necondiționat.

(G. Ghijselbrecht)

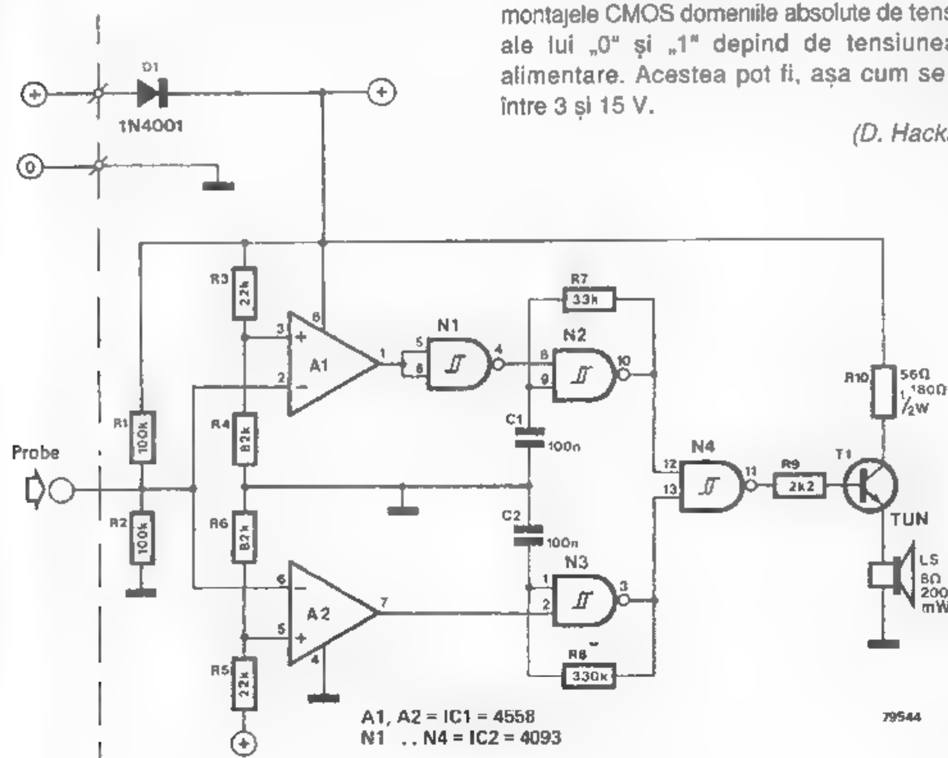
122 Indicator acustic pentru stările logice din circuitele CMOS

Acest indicator, care a fost conceput pentru verificarea montajelor CMOS, semnalizează acustic stările logice existente în punctul de măsurare. Pot exista trei stări diferite: stării „0" îi corespunde un sunet jos (circa 200 Hz); stării „1" un sunet înalt (circa 2 kHz), iar pentru valorile de tensiune nedefinite intermediare, indicatorul rămâne mut.

Indicatorul lucrează astfel: două comparatoare sunt în așa fel conectate încât, la tensiuni de intrare între 21% si 79% din tensiunea de alimentare, blochează ambele oscilatoare conectate în serie (N2 și N3). Dacă tensiunea la intrare este mai mare decât 79% din tensiunea de alimentare, atunci difuzorul emite sunetul corespunzător lui „1" (oscilatorul N2); dacă ea este mai mică de 21% din tensiunea de alimentare, atunci difuzorul emite sunetul corespunzător lui „0" (oscilatorul N3).

Indicatorul trebuie să fie alimentat de la tensiunea montajului de verificat, deoarece la montajele CMOS domeniile absolute de tensiune ale lui „0" și „1" depind de tensiunea de alimentare. Acestea pot fi, așa cum se știe, între 3 și 15 V.

(D. Hackspiel)



123 *Bloc de siguranță pentru căile ferate miniatură*

Amatorii de căi ferate miniatură găsesc aici o alternativă foarte convenabilă ca preț pentru relativ scumpele blocuri de siguranțe. Desigur, această variantă are dezavantajul că nu este eficientă în ambele direcții de mers. Blocurile echipate cu releu ce se pot obține din comerț asigură de cele mai multe ori tronsoane de linie în ambele sensuri

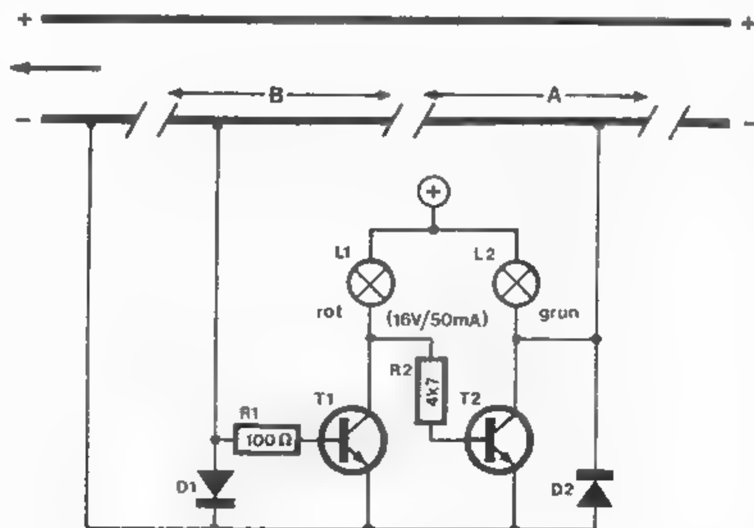
Figura prezintă montajul blocului de siguranță și legăturile necesare cu șinele. Direcția de mers este aici de la stânga la dreapta. Așa cum reiese din figură, șina legată la polul minus al sursei de tensiune este întreruptă în trei puncte (de exemplu, prin piese de legătură separate existente în comerț). Lungimea sectoarelor de șină astfel obținute, A și B, poate fi potrivită în funcție de necesități. Lămpile L1 (roșu) și L2 (verde) se găsesc în semafor la începutul tronsonului.

Montajul lucrează astfel: atâta timp cât nici un tren nu trece prin tronson, luminează lampa verde de semnalizare (L2); porțiunea de șină A este pusă la masă prin T2. În acest caz T1 se blochează, astfel încât T2, ca urmare a curentului bazei ce trece prin L1 și R2, conduce. Dacă trece un tren pe sectorul A, atunci în primul moment nu se întâmplă nimic; este doar micșorată foarte puțin viteza trenului deoarece pe joncțiunea colector - emitor a tranzistorului T2 are loc o cădere de tensiune de circa 0,3 V. Dacă locomotiva ajunge la sectorul B, atunci curentul circulă de la polul plus, prin motorul locomotivei și dioda D1, la polul minus. Trenul merge ceva mai lent acum, deoarece pe dioda D1 cade o tensiune de circa 0,7 V. Căderea de tensiune de pe diodă are ca urmare faptul că T1 conduce, iar lampa de semnalizare roșie (L1) luminează. Concomitent T2 se blochează și întrerupe legătura sectorului de șină A cu polul minus; lampa verde (L2) se stinge. Un tren care ar circula pe sectorul A este constrâns să se oprească aici.

Când primul tren părăsește sectorul B, situația la ieșire se schimbă; T2 conduce, astfel încât lampa verde (L2) luminează. Sectorul A de șine este din nou pus la polul minus, trenul din poziția de așteptare își continuă drumul.

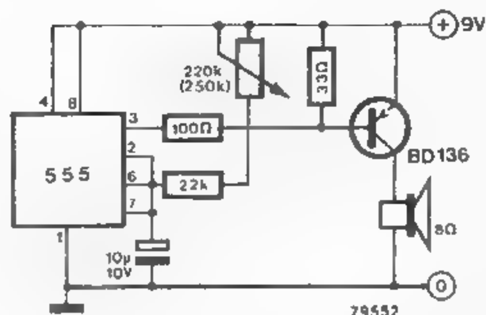
Montajul poate fi utilizat și pentru asigurarea unei intersecții. În fața intersecției sunt montate semnalele; tot aici se găsește și sectorul de șină A conectat în paralel. Sectorul B este constituit în acest caz de șinele din intersecție

(A. von Kollenburg)



124 Metronom

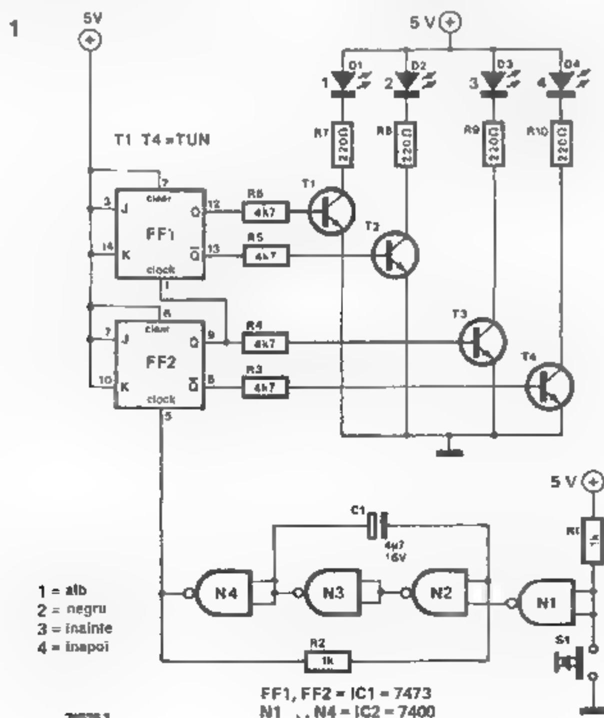
Acest montaj nu este tocmai modern, dar este totuși ieftin și fiabil. Cunoscutul releu de timp 555 este conectat aici ca multivibrator astabil și produce impulsuri regulate care pot fi auzite la un difuzor după ce au trecut printr-un tranzistor pilot. Frecvența impulsurilor metronomului (indicator de timp pentru studiul muzicii) poate fi reglată cu P1. Tensiunea de alimentare de 9 V face montajul foarte potrivit pentru alimentarea de la baterie. Dacă se utilizează un difuzor cu impedanță mică, de 8 Ω, trebuie adăugată o rezistență serie (1 W), pentru a mări rezistența ohmică prea mică. În afară de aceasta, se asigură o durată de viață mai mare pentru baterie, prin curentul mai mic absorbit



(W Kluijfhout)

125 Pachisi

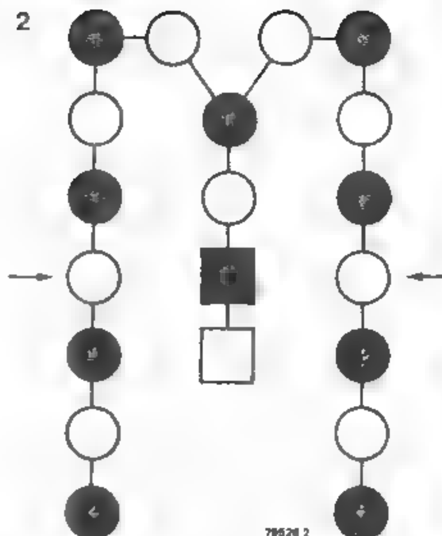
Pachisi este un joc pe eșichier, pentru două persoane El este rudă cu jocul, destul de cunoscut, „Nu te supăra frate!". Fiecare jucător are câte o figurină, figurinele se găsesc la începu-



tul jocului pe pozițiile indicate prin săgeți. Obiectivul fiecarei figurine este câmpul alb, pătrat, din mijlocul câmpului de joc. Jucătorii mută pe rând: ei trebuie să-și mute figurinele fie înainte, fie înapoi pe următorul câmp negru sau alb. Dacă jucătorul ajunge cu figurina sa pe un câmp pe care stă deja figurina celuilalt jucător, atunci el câștigă. Pierde acel jucător care, prin mutări repetate înapoi, părăsește câmpul de joc.

Patru LED-uri indică, la acest joc, dacă figura trebuie mutată înainte sau înapoi sau dacă trebuie pusă pe următorul câmp alb sau negru. După apăsarea tastei S1, LED-urile indică la întâmplare „înainte" sau „înapoi" și „negru" sau „alb"

Montajul nu este complicat: două multivibratoare bistabile constituie un numărător binar cu 2 biți. Acesta este comandat de oscilatorul de tact constând din trei circuite NAND, care produc impulsuri numai la apăsarea tastei S1; LED-urile fac vizibilă poziția numărătorului; cele patru tranzistoare servesc la aprinderea LED-urilor

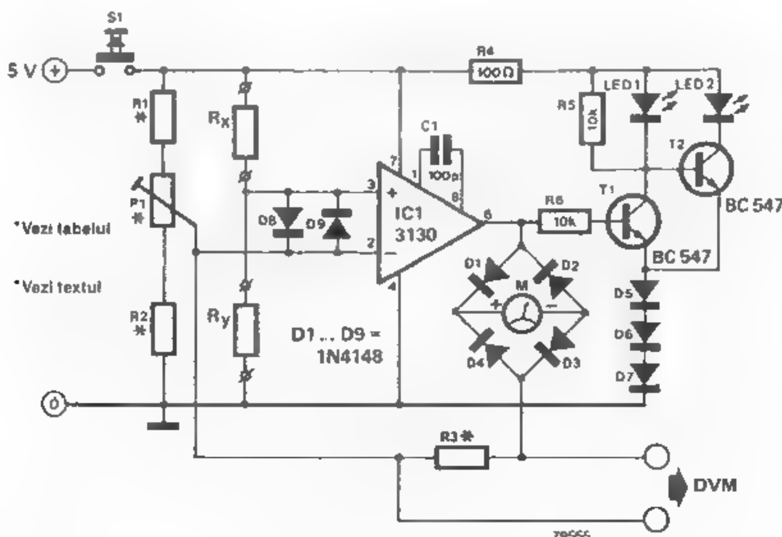


1 = alb; 2 = negru; 3 = înainte; 4 = înapoi

(H. J. Walter)

126 *Compararea rezistențelor*

Atunci când nu se indică altceva, rezistențele din montajele prezentate în Elektor au o toleranță de ±5%. În anumite cazuri, toleranța trebuie să fie totuși de numai ±1%; de exemplu, la divizoarele de tensiune de la intrarea aparatelor de măsură digitale; uneori, valorile celor două rezistențe nu trebuie să difere cu mai mult de 1%



Tabel

Domeniul de măsură	Instrumentul M	R1 = R2	P1	R3	Indicatia DVM
0 - 3%;	0 - 60 μA	1k2	100 Ω	5 k	–0,3 ... +0,3 V
0 - 10%;	0 - 200 μA	1k2	100 Ω	5 k	–1 ... +1 V
0 - 10%;	0 - 500 μA	475 Ω	50 Ω	2 k	–1 ... +1 V
0 - 10%;	0 - 200 μA	1k2	100 Ω	500 Ω	–0,1 ... +0,1 V
0 - 1%;	0 - 50 μA	475 Ω	50 Ω	2 k	–0,1 ... +0,1 V

Cu acest montaj de masurare pot fi comparate două rezistenţe Rx şi Ry având aceeaşi valoare nominală; abaterea valorilor reale una faţă de cealaltă este indicată direct în procente. Precizia şi stabilitatea montajului permit o comparare cu o precizie mai mare de 0,1%. Pot fi comparate rezistenţe a căror valoare este cuprinsă între 10 Ω şi 10 MΩ

Dimensiunea montajului permite cuplarea comodă la un aparat de măsură, un multimetru sau un microampermetru cu o împărţire egală a scalei 0 ... 30 sau 0 ... 10 În tabel sunt indicate diferite posibilităţi. Pentru R1, R2 şi R3 trebuie utilizate rezistenţe cu peliculă metalică sau cu sârmă cu o toleranţă de 1%. Tensiunea pe R3 (rezultatul măsurării) poate fi indicată cu ajutorul unui voltmetru digital cu intrare cu masă flotantă. În acest caz, ne putem lipsi de instrumentul de măsură magneto-electric M, de D1 ... D7, R4 ... R6, T1, T2 şi de cele două LED-uri

Pe scala instrumentului de măsură magneto-electric nu se poate citi, de exemplu, la o deviaţie de 0,1%, Rx = 1,01·Ry sau Ry = 1,01·Rx. Pentru a căpăta totuşi o indicaţie clară referitor la care din cele două rezistenţe posedă valoarea cea mai mare, trebuie adăugat un comparator simplu (T1, T2). În funcţie de raportul valorilor celor două rezistenţe, se aprind fie LED-ul 1, fie LED-ul 2.

Reglarea montajului de măsurare nu pretinde mare efort: potenţiometrul semireglabil P1 (pe cât posibil un potenţiometru semireglabil multitură – cu 20 de rotaţii) stă mai întâi în poziţia de mijloc. Două rezistenţe cu aceeaşi rezistenţă nominală sunt prinse în clemele de măsurare ca Rx şi Ry. După citirea indicaţiei, se schimbă între ele rezistenţele şi se verifică dacă cea de a doua citire corespunde cu prima. Dacă nu este aşa, atunci se reglează valoarea medie a celor două indicaţii cu ajutorul lui P1. Pentru control, se poate repeta procedeul.

Modul de lucru al comparatorului se bazează pe principiul punţii de rezistenţe aflată în echilibru. Ea este constituită din divizorul de tensiune format din Rx, Ry şi R1, P1 şi R2 Atunci când ambele ramuri ale divizorului de tensiune au aceeaşi valoare a rezistenţelor, curentul în punte este proporţional cu abaterea rezistenţelor Rx şi Ry; acest curent poate fi considerat ca proporţional cu abaterea valorii unei rezistenţe faţă de cealaltă.

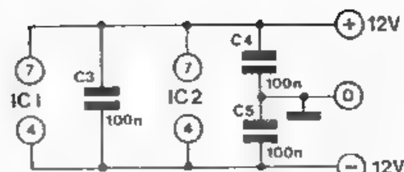
(J. Borgman)

127 *Dublor de frecvenţă pentru chitara electrică*

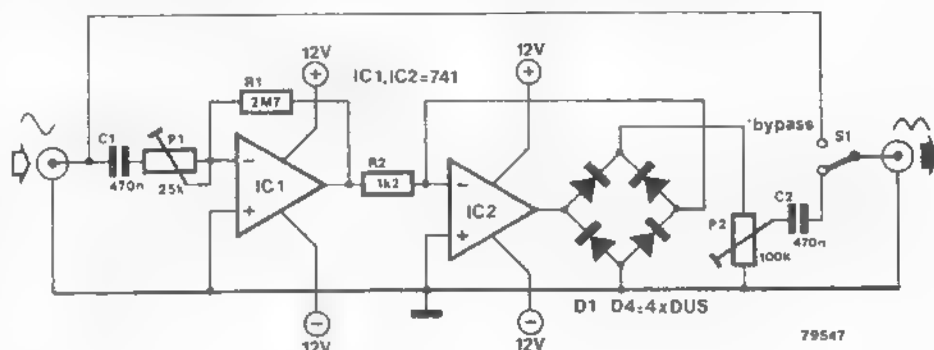
Există un mare număr de aparate pentru efecte sonore adaptate la chitara electrică Astfel, în dotarea chitariştilor rock există aproape întotdeauna un „schimbator de octave" care lucrează ca dublor de frecvenţă la piesele monofonice. Amplificatorul transpune sunetele chitarei cu o octavă mai sus.

Frecvenţele pot fi dublate prin redresarea bialternanţă, aşa cum se găseste ea la alimentarea celor mai multe montaje electronice. De această posibilitate s-a făcut uz în cazul de faţă. Puntea cu diode D1 ... D4 se găseşte în ramura de reacţie negativă a amplificatorului operaţional IC2, astfel încât liniile caracteristice neliniare ale diodelor nu influenţează dezavantajos semnalul. IC1 amplifică în prealabil semnalul provenit de la chitară. Amplificarea sa se reglează cu P1 în aşa fel încât să nu

apară nici o limitare a semnalului. Cu P2 se reglează amplitudinea la ieșire, cel mai bine la aceeași mărime cu amplitudinea la intrare. S1 este comutatorul de by-pass; cu el efectul poate fi întrerupt.



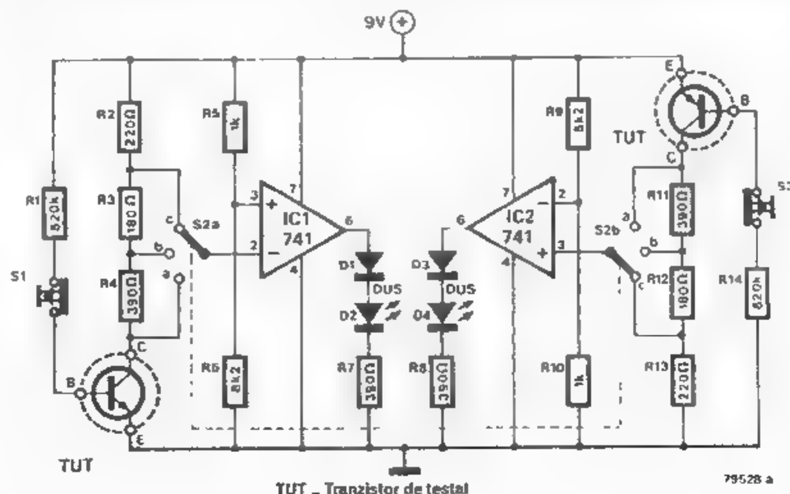
Deoarece „schimbătorul de octave" nu numai că dublează frecvența, ci modifică și forma oscilației, sunetele redate de chitară sunt ceva mai ascuțite decât cele normale. O chitară bas capătă aproximativ același sunet ca și chitara (electrică) obișnuită.



(H. Schmidt)

128 *Tester pentru tranzistoare*

Acest tester pentru tranzistoare nu este un aparat de măsură de precizie, dar cu el poate fi făcută totuși o selecție atunci când sortimentele de tranzistoare au fost cumpărate cu grămada Testerul furnizează indicații despre faptul că un tranzistor este bun sau este defect sau da-



TUT _ Tranzistor de testat

că aparține grupei de amplificare A (amplificare în curent 140 ... 270), B (270 ... 500) sau C (mai mare de 500).

Testarea unui tranzistor npn are loc după cum urmează: tranzistorul este introdus în soclul din stânga notat cu TUT (Transistor Under Test), iar comutatorul S2 se pune în poziția C. Dacă LED ul D2 luminează, atunci tranzistorul aparține grupei de amplificare C. Dacă LED-ul rămâne întunecat, se comută S2 pe „B". Dacă LED-ul tot nu luminează, rămâne să încercăm poziția „A" a comutatorului. Dacă LED-ul nu luminează în nici una din pozițiile comutatorului, atunci tranzistorul este defect sau amplificarea în curent este sub 140. Acest din urmă caz, la tranzistoarele de mică putere, este de regulă sinonim cu expresia „inutilizabil". Cu butonul S1, curentul bazei poate fi întrerupt. LED-ul care eventual este aprins trebuie să se stingă, în caz contrar între colectorul și emitorul tranzistorului de verificat există un scurtcircuit. Modul de lucru al testerului poate fi înțeles ușor: prin R1 circulă în baza tranzistorului de testat un curent de 10 μA. La un tranzistor bun, acest curent al bazei are ca urmare un curent de colector care produce o cădere de tensiune pe rezistențele R2 ... R4. În funcție de poziția comutatorului S2, o parte a acestei tensiuni este condusă la amplificatorul operațional IC1 conectat în montaj de comparator și este comparată cu o tensiune fixă.

Jumătatea din dreapta a montajului este identică cu cea din stânga; ea este totuși prevăzută pentru testarea tranzistoarelor pnp. Testerul poate fi alimentat de la o baterie de 9 V.

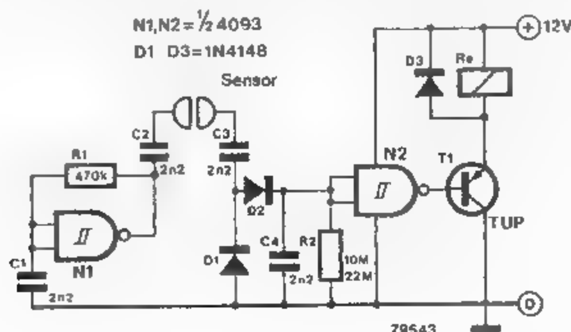
(R. Storn)

129 *Detector de lichide*

Un fenomen secundar nedorit, inerent celor mai mulți senzori de lichide, este „corodarea" electrozilor ca urmare a proceselor de electroliză. Curentul sub formă de electroni liberi care trece prin conductoarele de conectare poate trece prin lichid numai atunci când ionii pot fi purtători de sarcină. Ca urmare, adeseori au loc reacții chimice care fac ca electrozii să devină inutilizabili în scurt timp.

Dacă totuși, în locul unei tensiuni continue, se aplică o tensiune alternativă la electrozi, atunci fenomenele electrolitice apar într-o măsură mult mai redusă. În acest din urmă caz, anodul și catodul își schimbă locul cu frecvența tensiunii alternative, astfel încât și ionii se mișcă prin lichid într-o direcție sau alta.

Un detector de lichide cu tensiune alternativă poate fi construit foarte simplu: N1, o poartă cu funcție de trigger Schmitt, lucrează ca oscilator de tensiune alternativă. Dacă între ambii electrozi se găsește un material conducător de electricitate, de exemplu o soluție apoasă, atunci, ca urmare a acțiunii de redresare a diodelor D1 și D2, condensatorul C4 se încarcă. Atunci când tensiunea condensatorului atinge pragul de comutare al triggerului Schmitt N2, releul anclanșează și conectează, de exemplu, o pompă de evacuare. Pompa este deconectată imediat ce electrozii nu mai ating lichidul.



(E. Scholz)

130 *Aparat de măsură a raportului frecvențelor*

În funcție de situație, este posibil ca la măsurarea unei frecvențe să nu intereseze valoarea absolută a unei frecvențe, ci raportul între două frecvențe. Acest caz se întâlnește în special la testarea montajelor multiplicatoare si divizoare de frecvență, la sistemele PLL etc. Cu acest montaj pot fi măsurate direct rapoartele între frecvențe. Raportul a două frecvențe f1 și f2 apare, cu o precizie de 0,1, până la valoarea de 99,9, pe trei afișaje cu șapte segmente. Pentru aceasta, f1 trebuie să fie mai mare ca f2. Elementul principal al montajului

FF1,FF2 = IC3 = 4013
N1 . . . N3 = IC4 = 4049

T1,T2 = BF 494
D1...D5 = 1N4148

79576

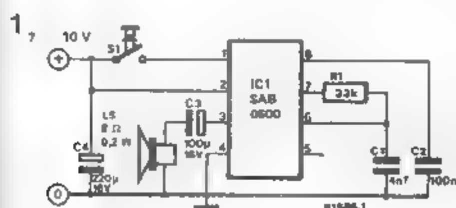
este circuitul integrat divizor MK 50398N produs de Mostek (vezi bibliografia); despre acest circuit s-a mai scris deja în Elektor. F1, ca frecvență mai mare, ajunge prin etajul de intrare T1 la intrarea de tact (pin 25) a divizorului. Circuitul integrat numără acum această frecventă, atâta timp cât pinul 26 („count inhibit") este logic „0". Cu ajutorul divizorului prin zece IC2 și al multivibratorului FF1 se realizează numărarea frecvenței mai mici timp de exact zece perioade. Pe afișaj apare atunci un număr, care este de zece ori raportul dintre f1 și f2 Deoarece virgula zecimală între cea de a doua și a treia cifră luminează, numărul afișat este exact câtul dintre f1 : f2. Pentru a conduce la divizorul de frecvențe semnalele necesare, „store" (pin 10) și „clear" (pin15), a fost prevăzut multivibratorul monostabil FF2.

Bibliografie: *1/4 GHz Zähler, Elektor 88, Aprilie 1978, pag. 4 - 47*

(W. Dick)

131 Gong electronic

Elementul bipolar SAB 0600 produs de Siemens se deosebește, înainte de toate, de alte circuite integrate generatoare de zgomot, prin sunetul său, care este într-o plăcută opoziție față de obișnuitele semnale de avertizare electronice. Cu puține elemente constructive externe poate fi construit un montaj - gong, care datorită volumului redus și a consumului mic de curent (baterii mici), poate fi montat aproape oriunde (fig. 1). Circuitul integrat constă dintr-un oscilator pilot, a cărui frecvență este determinată de un circuit RC exterior (R1,C1); această frecvență este transformată în alte trei frecvente aflate în raporturi armonice fixe. Una din aceste trei frecvențe este divizată în continuare și constituie baza de timp pentru procesul de amortizare: printr-un convertor de 4 biți D/A este produsă o tensiune de comandă la care se conectează succesiv cele trei sunete și care apoi sunt atenuate temporar.

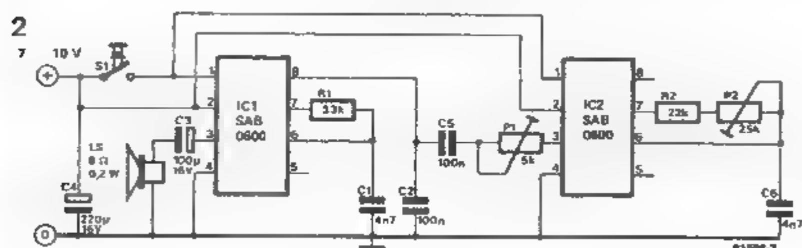


Amplificatorul NF conținut în circuitul integrat, împreună cu etajul final, este capabil să alimenteze un difuzor de 8 Ω cu o putere de 160 mW.

Variația tensiunii de ieșire prezintă o formă aproximativ dreptunghiulară al cărei conținut de armonici superioare poate fi redus prin introducerea condensatorului C2 în montaj.

Carcasele în formă de țeavă și de pâlnie îmbunătățesc sunetul și cresc intensitatea acestuia. Două sisteme de gonguri, independente, separate în spatiu, produc un interesant efect de oscilație atunci când frecvențele lor diferă doar foarte puțin.

Este posibilă și o redare a celor două sisteme printr-un singur difuzor: în fig. 2, semnalul de la gongul 2 (IC2) pin 3, ajunge prin P1 și C5 la intrarea de joasă frecvență a lui IC1 (pin 8).



Cu P1 este influențată intensitatea sunetului celor două gonguri unul față de celălalt, iar cu P2, frecvența acestora.

Consumul redus de curent, de numai 1 µA în starea de așteptare, permite alimentarea prin baterie pentru o durată mare de timp

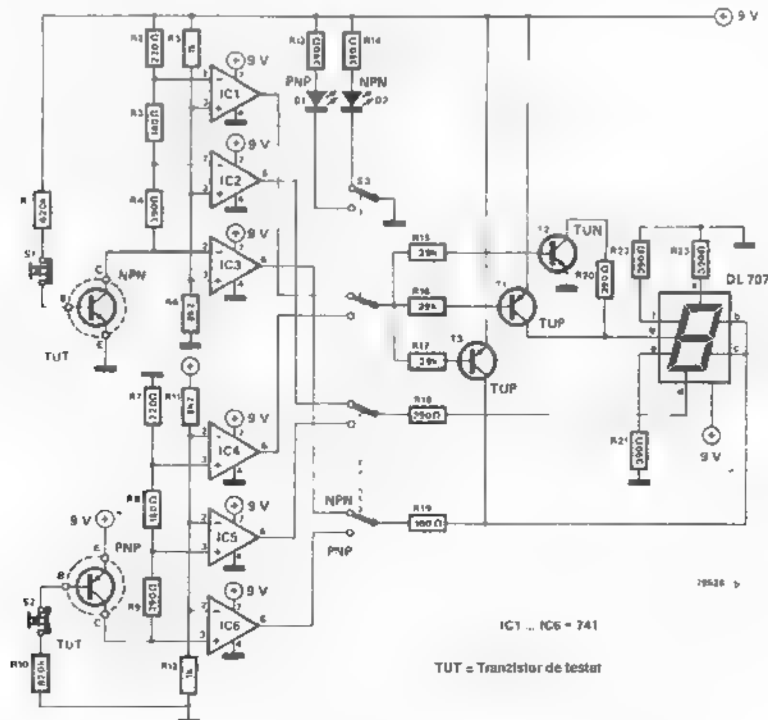
(Siemens - Applikation)

132 *Tester performant pentru tranzistoare*

La fel ca și testerul descris mai înainte, acest montaj ne informează dacă „TUT" (Transistor Under Test), tranzistorul de testat, aparține grupei A, B sau C de amplificare în curent; de asemenea, poate depista și un defect major. Acest montaj permite totuși o manipulare mai comodă, deoarece grupa amplificării în curent este afișată direct de un afișaj cu șapte segmente. În rest, ambele testere lucrează după același principiu.

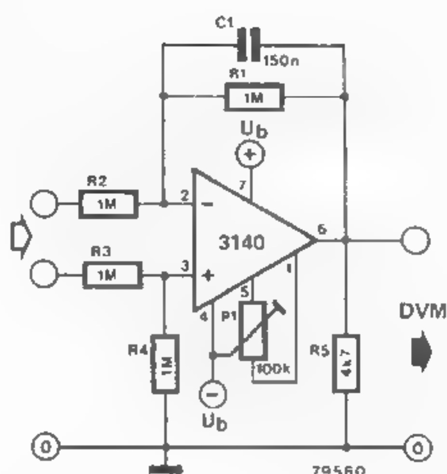
În funcție de amplificarea în curent a tranzistorului de testat, pe rezistențele R2 ... R4 (la tranzistoarele npn), respectiv R7 ... R9 (pentru pnp) se găsește o anumită tensiune. Mărimea acesteia (și, cu aceasta, mărimea amplificării în curent) ne spune dacă unul, două sau toate trei comparatoarele (IC1 ... IC3 pentru npn și IC4 ... IC6 pentru pnp) comută. Rezistențele și tranzistoarele legate prin comutatorul S3 (dintre pnp și npn) cu ieșirile comparatoarelor, decodifică semnalele comparatoarelor în așa fel încât pe afișaj apar majusculele A, B, C sau F. Un F ne indică un tranzistor defect; el apare și atunci când în soclu nu este introdus nici un tranzistor. Atunci când, cu butonul S1, respectiv S2, este întrerupt curentul bazei tranzistorului de testat, afișajul trebuie de asemenea să indice „F"; în caz contrar, există un scurtcircuit între emitor și colector. Ca afișaj este necesar unul cu anodul comun pentru toate segmentele

(R. Storn)



133 Voltmetru digital cu masă flotantă

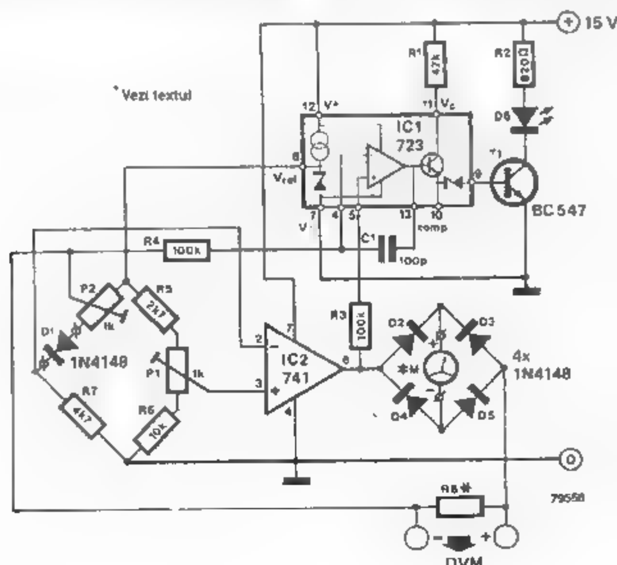
Voltmetrele digitale și aparatele digitale universale de măsură cunosc o tot mai mare răspândire. Execuțiile ieftine prezintă totuși adeseori un mic neajuns: intrarea are un punct de masă. La multe masurători acest fapt este lipsit de importanță, totuși în anumite cazuri (de exemplu la conectarea unui element suplimentar) apar probleme din această cauză. Acestea pot fi rezolvate prin conectarea la intrare a unui amplificator diferențial; prin acesta, voltmetrul digital capătă o intrare flotantă. Ca amplificator diferențial este utilizat un amplificator operațional tip 3140. Pentru rezistentele R1 ... R4 se recomandă cele cu peliculă metalică (toleranță 1%). Potențiometrul semireglabil P1 servește pentru compensarea tensiunii offset, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este reglată cu acesta la zero volți, intrarea fiind scurtcircuitată. Tensiunile de intrare +Ub și −Ub pot fi cuprinse între 3 și 20 V. Făcând abstracție de semn, valorile lor trebuie totuși să fie egale.



(J. Borgman)

134 Termometru liniar

La acest termometru, o diodă de siliciu conectata în sensul de conductie serveste drept senzor de temperatură. Căderea de tensiune pe ea scade cu mai mult de 2 mV pentru o



creștere a temperaturii cu un grad Celsius. Această valoare rămâne constantă pe un domeniu larg de temperaturi; tensiunea pe diodă variază liniar cu temperatura, în acest domeniu. Dependența de temperatură a tensiunii diodei, privită comparativ, este mică; din acest punct de vedere dioda este clar inferioară față de rezistența NTC. Totuși, cu o rezistență NTC ca senzor de temperatură nu pot fi obținute indicații liniare pe un domeniu de măsură mare, astfel încât scala indicatoare trebuie etalonată punct cu punct. Dacă se utilizează în schimb o diodă, în principiu este suficientă etalonarea unei singure valori a scalei

În acest montaj, dioda D1, o diodă cu siliciu obișnuită, tip 1N4148, preia funcția de senzor de temperatură. Ea poate fi montată fără probleme la mari distanțe față de restul montajului, astfel încât, de exemplu, este posibilă și măsurarea de la distanță a temperaturii de afară.

Dioda D1 este conectată în brațul unei punți rezistive. La variațiile de tensiune de pe diodă, reacționează un amplificator operațional IC1 care menține constant curentul prin D1. Deoarece IC1 menține constantă tensiunea pe R7, curentul prin R7 și prin dioda D1 înseriată cu ea nu se modifică. Montajul în punte trebuie el însuși să fie alimentat de la o tensiune de referință constantă; aceasta este furnizată de un circuit integrat 723 (IC2)

În ramura de reacție negativă a lui IC1 se găsește puntea de diode D2 ... D5, care redresează curentul de reacție negativă. Ea are rolul de a face ca instrumentul de măsură magnetoelectric M să aibă întotdeauna o indicație pozitivă, indiferent de direcția curentului de reacție negativă. Domeniul de indicație al instrumentului se dublează prin faptul că valorile de temperatură pozitive și negative au ca urmare, la aceeași mărime absolută, indicații egale ale instrumentului. Pentru a putea deosebi temperaturile de sub punctul de îngheț de cele de deasupra lui, saltul de tensiune la ieșirea lui IC1 (care ia naștere la inversarea direcției curentului prin puntea cu diode) este indicat de LED-ul D6. Pentru comanda acestui LED servește amplificatorul operațional conectat în montaj de comparator care se găsește în 723 (IC2).

În circuitul de reacție negativă al lui IC2 se găsește în plus rezistența R8. Căderea de tensiune pe ea poate fi măsurată cu un voltmetru digital cu intrare flotantă, atunci când temperaturile trebuie indicate digital. Valorile pentru R8 la diferite domenii de măsurare a temperaturilor și sensibilitatea corespunzătoare a instrumentelor de măsură sunt date în tabel. În cazul utilizării unui voltmetru digital, se renunță la instrumentul magneto-electric, la puntea cu diode D2 ... D5, la rezistențele R1 ... R4, la tranzistoarele T1 și la LED. Toleranța rezistențelor R5 ... R8, care sunt necesare în ambele cazuri, ar trebui să fie de 1%.

Pentru a etalona termometrul, se poate proceda după cum urmează: senzorul de temperatură D1 este cufundat cu conductoarele lui de legătură în apă cu gheață și, cu ajutorul lui P1, se reglează exact la 0 V indicația aparatului de măsură, respectiv tensiunea pe R8, potențiometrul P2 este fixat în prealabil în poziție mijlocie. În sfârșit, se cufundă D1 în apă în fierbere și cu P2 se reglează la 1 V tensiunea pe R8. Dacă termometrul trebuie reglat foarte precis, atunci se utilizează apă distilată și se are în vedere ca la 100°C presiunea atmosferei să aibă valoarea nominală. Dacă avem la dispoziție un termometru etalon, atunci reglarea lui P2 poate fi realizată și la temperaturi mai scăzute

(J. Borgman)

Tabel

Scala	Instrument magneto-electric	Temperatura	R8	Voltmetru digital
0 ... 30	0 ... 300 µA	–30 ... +30°C	1 k	–0,3 ... +0,3 V
0 ... 30	0 ... 100 µA	–30 ... +30°C	3 k	0,3 ... +0,3 V
0 ... 50	0 ... 300 µA	–50 ... +50°C	1,67 k*	–0,5 ... +0,5 V
0 ... 50	0 ... 500 µA	–50 ... +50°C	1 k	–0,5 ... +0,5 V
0 ... 100	0 ... 1 mA	–100 ... +100°C	1 k	1 ... +1 V

* 2 x 3k32 (în paralel)

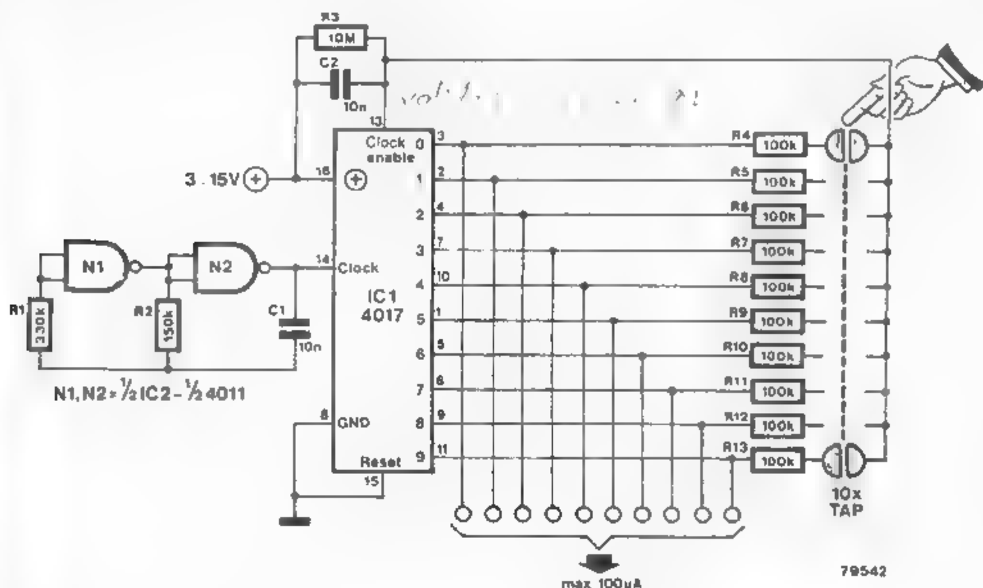
135 Comutator cu 10 canale cu senzori de atingere (TAP)

Comutatoare cu senzori la atingere există în număr mare, de la simplele comutatoare electronice cu buton la comutatoarele DA/NU cu reținere. Se poate construi un comutator electronic cu 10 canale, un TAP cu 10 poziții de comutare. Dacă se atinge unul din cei 10 senzori cu degetul, atunci ieșirea corespunzătoare trece în starea „1" logic; celelalte intrări sunt în starea „0" logic

Montajul lucrează cu un numărător CMOS zecimal 4017 care furnizează la ieșire semnale gata decodificate. Un oscilator simplu cu două porți logice CMOS produce semnalul de tact. Atâta timp cât nici unul din contactele senzor nu este atins, numărătorul este blocat; la intrarea clock-enable a lui 4017 există în acest caz un 1 logic. Nici atunci când ieșirea aparținând de contactul senzor este deja „1" logic, tensiunea existentă la intrarea clock-enable (CE) nu se poate modifica. Numai la șuntarea cu degetul a unui alt contact senzor, tensiunea la intrarea CE trece în starea „0". Numărătorul lucrează deci până când este atinsă poziția dorită a comutatorului.

C2 înlătură eventualele perturbații datorate tensiunii de 50 Hz, în timp ce R4 ... R14 împiedică scurtcircuitarea ieșirilor numărătorului.

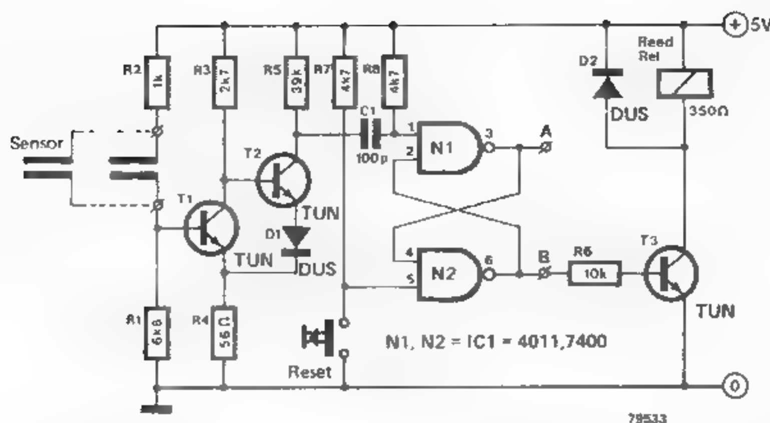
(C. Horevoorts)



136 Detector de umiditate

Imediat ce umezeala realizează o legătură mai mult sau mai puțin bună conducătoare de electricitate între cei doi electrozi senzor, releul comandat de detectorul de umiditate declanșează. Acest releu poate, de exemplu, să deconecteze un aparat electric, deoarece, din motive de siguranță, acesta ar trebui să lucreze doar pe vreme uscată. Inițial detectorul de umiditate a fost gândit pentru protejarea în caz de pierdere a etanșeității carcasei unei camere de luat vederi submersibile, cameră în care se găsea și un bliț electronic.

La pătrunderea apei, blițul ar fi fost scos din funcțiune și astfel fotograful ar fi fost prote-



jat de descărcarea de înaltă tensiune. Există însă un mare număr de aplicații imaginabile: detectorul poate servi, de exemplu, ca alarmă pe o navă sau ca indicator de uscat pentru rufe.

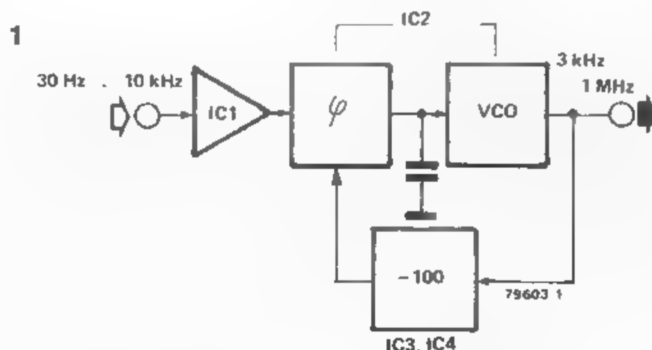
Senzorul constă din două conductoare de cupru care sunt amplasate la mică distanță unul de altul. Atunci când rezistența electrică între ele scade sub o anumită valoare, triggerul Schmitt construit cu T1 și T2 comută. Multivibratorul bistabil RS N1/N2 este basculat prin C1, astfel încât în punctul B există o tensiune joasă; ca urmare, T3 permite releului să declanșeze.

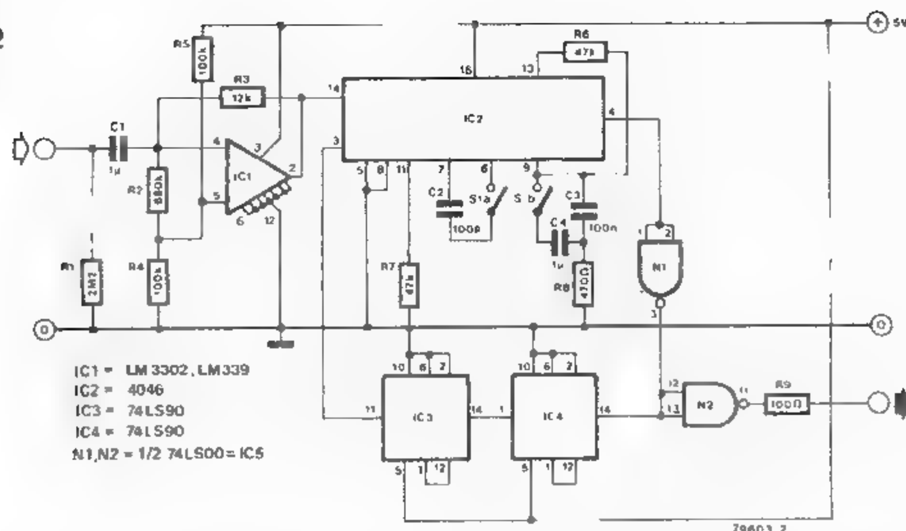
Releul anclanșează, în cazul descris, atunci când rezistența R6 nu este legată cu punctul B, ci cu punctul A. În locul senzorului de umiditate pot fi introduși și alți senzori (de exemplu LDR sau NTC), astfel încât detectorul să reacționeze și la alte mărimi, cum ar fi intensitatea luminoasă, temperatura etc.

(J. M. v. Galen)

137 *Multiplicator de frecvențe*

La aprecierea calității numărătoarelor de frecvență contează în mare măsură frecvența maximă de lucru. Se pare că limita superioară a domeniului de măsurare constituie cartea de vizită a numărătoarelor de frecvență. Prin aceasta însă, se subapreciază însemnătatea operațiilor de măsurare în domeniul inferior al frecvențelor; în special „electroniștii audio" sunt cei mai dezavantajați. Aici este util un montaj multiplicator PLL (Phase Locked Loop = buclă cu





calare pe fază); el servește ca aparat conectat în amonte pentru un numărător de frecvență obișnuit. Se pot măsura astfel frecvențe în domeniul 30 Hz ... 10 kHz (adică cea mai importantă parte a frecvențelor audio), cu o precizie de 0,1 Hz la un timp de măsură de 0,1 s.

Fig. 1 prezintă schema bloc a multiplicatorului de frecvență, iar fig. 2 prezintă montajul complet. Din schema bloc a montajului se poate recunoaște că la baza sa se află proiectul unui sintetizator PLL. Ca multiplicator este introdus un PLL care este astfel dimensionat, încât frecvența la ieșire a oscilatorului comandat în tensiune VCO este de 100 de ori mai mare decât frecvența la intrare. Semnalul VCO este împărțit la 100 și comparat cu semnalul de intrare, într-un comparator de fază. O eventuală diferență de fază apare (după un filtru trece-jos) ca semnal de tensiune continuă la intrarea VCO, astfel încât această frecvență se autoreglează corespunzător. Cu aceasta, frecvența semnalului de ieșire VCO este de 100 de ori mai mare decât frecvența semnalului de intrare. Acest semnal serveste ca semnal de măsură pentru următorul numărător.

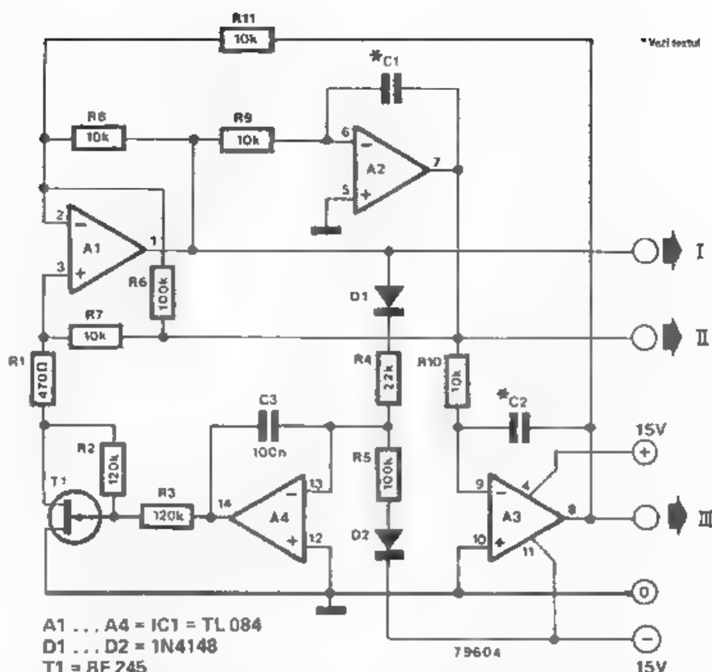
Deoarece montajul este construit în întregime din circuite integrate, schema montajului apare doar puțin mai complicată decât schema bloc. Ca amplificator de intrare serveste comparatorul 3302 (IC1). Comparatorul de fază și VCO se găsesc într-un singur circuit integrat de tipul 4046 (IC2). Două divizoare de tensiune de tipul 74LS90 (IC3 și IC4) și două porți NAND (74LS00) completează montajul

Cu ajutorul comutatorului S1 se alege între cele două domenii de măsurare: 30 Hz ... 300 Hz și 200 Hz ... 10 kHz. Sensibilitatea la intrare este de circa 25 mV, tensiunea la ieșire măsoară 4,5 V. Curentul absorbit de montaj este de circa 30 mA, astfel încât poate fi utilizat orice stabilizator integrat de tensiune de 5 V, din comerț.

(H. Rol)

138 *Oscilator sinusoidal*

Dacă se conectează ieșirea unui filtru selectiv, înapoi la intrare, și dacă se iau în considerare anumite condiții auxiliare, rezultă un oscilator sinusoidal. Aceasta nu este o noutate (a se vedea, de exemplu, o serie de articole pe această temă, din Elektor), însă modul în care este transpus în practică acest principiu este original.



Un filtru Variable-State care constă din A1 A3, R7 ... R11, C1 și C2 este dotat cu o reacție inversă de la ieșirea sa (ieșirea lui A2) la intrare (conexiunea din stânga a lui R7). Pentru stabilizarea amplitudinii servește FET-ul T1 conectat ca rezistență comandată în tensiune, în serie cu R1, al cărui semnal de comandă ajunge, printr-un circuit diodă - rezistență, de la ieșirea amplificatorului A1 la integratorul A4.

La ieșirile lui A1, A2 și A3 ia naștere câte un semnal sinusoidal. Deoarece A2 și A3 sunt conectate ca integratoare, ele au efectul unui filtru trece-jos; semnalul la ieșirea III este cel mai puțin deformat iar ieșirea I furnizează semnalul cel mai deformat. Factorul de amplificare al integratoarelor pentru frecvența oscilatorului este 1. Pentru condensatoarele C1 și C2 este valabilă relația:

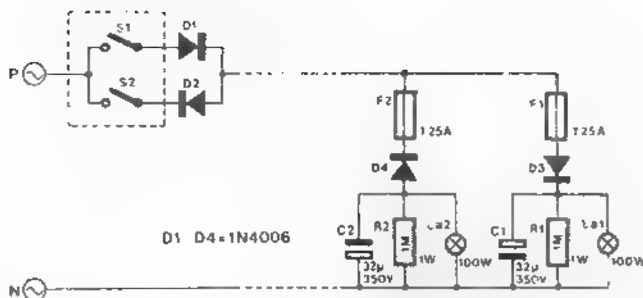
C1 = C2 = 16/f cu (C1,C2) = nF și (f) = kHz

(G. Schmidt)

139 *Comutator serie*

Cu ajutorul „comutatorului serie" prezentat aici se pot conecta și deconecta, dintr-un punct, două lămpi, independent una de alta. Aici se găsesc două comutatoare într-o carcasă, astfel încât denumirea de „comutator serie "înseamnă altceva decât la utilizarea din instalațiile electrice. Dacă se dorește introducerea unui comutator serie obișnuit într-o instalație unipolară existentă, atunci este necesară o ramificație suplimentară care să facă legătura între comutator și cea de a doua lampă. Acest lucru pune probleme atunci când țeava de instalatie este deja ocupată cu alte conductoare. Acest montaj arată cum se poate introduce pe un conductor un comutator serie, fără să fie necesară o ramificație suplimentară.

Cu ajutorul a patru diode se poate face ca o jumătate a comutatorului serie, adică S1, să conecteze și să deconecteze numai lampa L1, iar cealaltă jumătate, S2, să comande numai lampa L2. Condensatoarele sunt utilizate pentru netezirea tensiunii de rețea după redre-



sarea monoalternanță; cu aceasta, tensiunea efectivă atinge valoarea de 220 V, iar lămpile ard cu luminozitatea normală. Capacitatea condensatoarelor se alege în funcție de curentul absorbit. În cazul utilizării altor lămpi decât cele din montajul prezentat aici, se folosește formula:

$$Cx = 32\sqrt{\frac{Px}{100}}$$

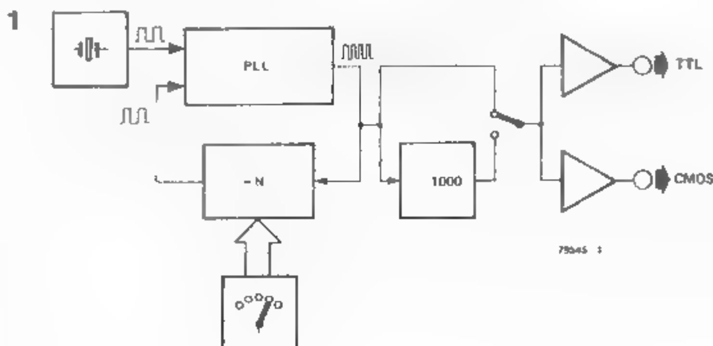
unde Cx = capacitatea în µF și Px = puterea absorbită de lampa respectivă, în W

(W. Richter)

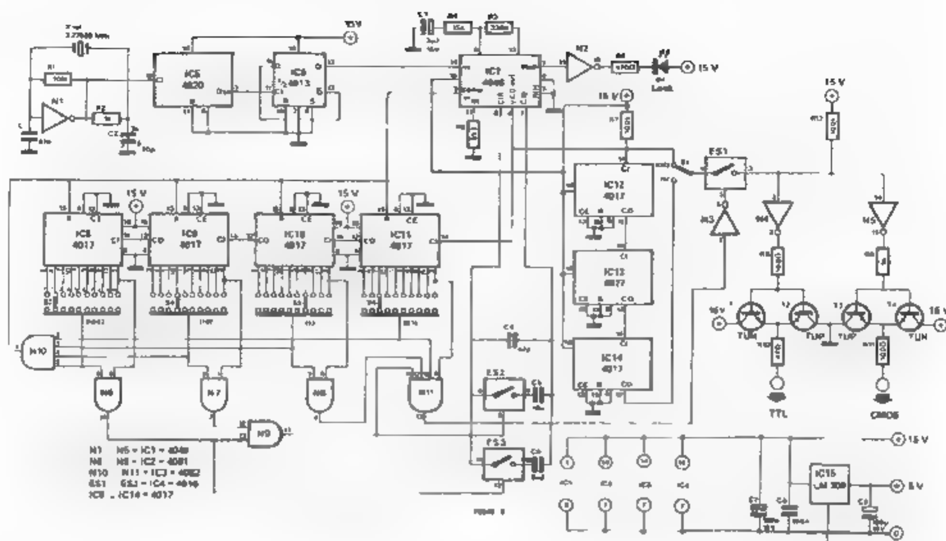
140 Generator digital cu cristal de cuarț

Acest generator digital cu cristal de cuart este un sintetizator de frecvențe proiectat pentru semnale dreptunghiulare de joasă frecvență. Frecvența de ieșire, care poate fi reglată cu patru comutatoare, depinde numai de precizia oscilatorului cu cristal de cuarț.

Așa cum se vede din schema bloc din fig. 1, montajul lucrează ca buclă PLL (Phase Locked Loop = buclă cu calare pe fază). Modul de lucru al PLL-ului poate fi comparat cu cel al unui amplificator operațional cu reacție inversă: amplificatorul operațional își reglează tensiunea la ieșire în așa fel încât ambele sale intrări să se găsească la același potențial; un PLL își reglează frecvența de ieșire astfel încât ambele sale frecvențe de intrare să fie pe cât posibil egale ca mărime. Dacă împărțim frecvența de ieșire, așa cum se vede în schema bloc, printr-un număr N și apoi o conducem din nou la intrarea PLL-ului, atunci frecvența la ieșire a acestuia devine exact de N ori mai mare ca frecvența de la cealaltă intrare a PLL-ului. Trebuie acum să avem grijă ca la această intrare să existe o frecvență cât mai stabilă și astfel obținem la ieșire o oscilație cu o frecvență de N ori mai mare decât cea de la intrare, a cărei



2



stabilitate este determinată doar de oscilatorul de alimentare. Prin introducerea unui etaj de comutatoare pentru modificarea lui N și a unui divizor de tensiune de 1:1000, se obține un generator de semnale dreptunghiulare foarte stabil, reglabil pe un domeniu foarte larg. Buffere suplimentare, care transformă semnalul în nivele TTL sau CMOS, măresc încă și mai mult posibilitățile circuitului. În acest montaj frecvența la ieșire poate fi reglată cu o precizie de patru cifre, exact între 0,1 Hz și 999,9 kHz.

Din schema completă a montajului reiese că „oscilatorul mamă", a cărui frecvență este stabilită de un cristal de cuarț, furnizează un semnal de 3,2768 MHz. Cu ajutorul lui IC5 și IC6 se obține o împărțire a frecvenței prin 2^{15} = 32678, astfel încât la ieșire apar exact 100 Hz. Acesta constituie un semnal de intrare pentru circuitul integrat PLL - IC7. Divizorul de frecvență pentru împărțirea frecvenței de ieșire constă din IC8 ... IC11; pentru împărțirea prin N și, prin aceasta, pentru frecvența de ieșire, sunt introduse comutatoarele cu zece trepte S3 ... S6, acestea constituie un comutator de selecție pentru divizarea prin N. Cel de al doilea semnal de intrare este obținut de PLL de la poarta ȘI N10, ceea ce are ca urmare, prin modul de lucru descris mai sus, obținerea unei frecvențe de 100 Hz.

Pentru a se asigura o funcționare corectă a PLL-ului, condensatorul dintre pinii 6 și 7 al lui IC7 trebuie să fie variabil. Din acest motiv sunt prevăzute comutatoarele ES2 și ES3 care conectează alte capacități în paralel cu acest condensator. Este vorba aici de comutatoare electronice a căror poziție aste comandată automat prin porți suplimentare, corespunzător poziției comutatorului de selecție.

Pentru lărgirea domeniului, divizoarele 1:10 IC12 ... IC14 formează un divizor 1 : 1000 care poate fi conectat în funcție de necesități; comutarea din domeniul Hz în domeniul kHz este realizată prin S1. Ca buffer de ieșire, montajul este prevăzut cu două inversoare cu etaje în contratimp, rezistente la scurtcircuit, conectate la ieșire. Un comutator suplimentar (ES1) deconectează ieșirea atunci când comutatorul de selecție este pe poziția 000,0.

LED-ul D1 este prevăzut pentru controlul funcționării.

Pentru alimentarea montajului sunt necesare două tensiuni: una nestabilizată de 15 V și una stabilizată de 5 V. Tensiunea nestabilizată nu este critică și poate fi aleasă ceva mai înaltă; pentru aceasta pot fi folosite pentru alimentare două baterii de 9 V înseriate.

(R. Dürr și Hackspiel)

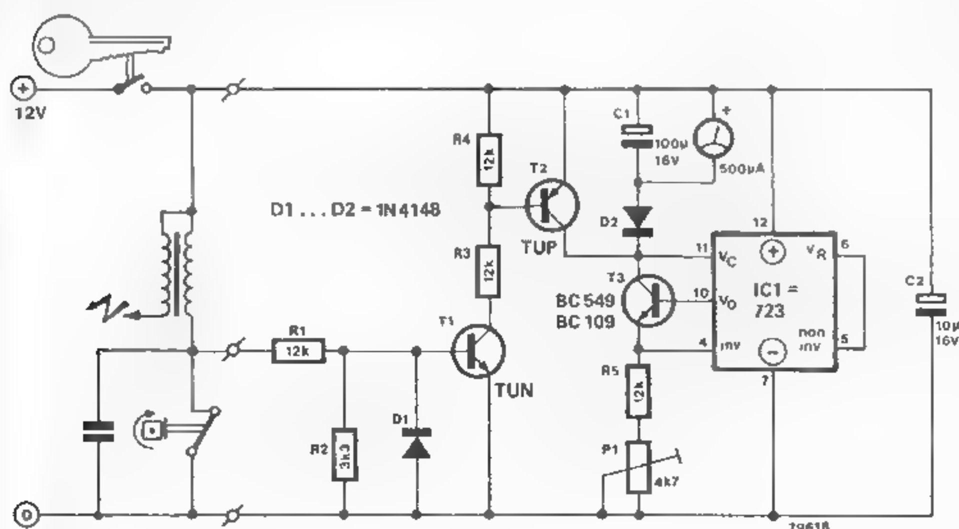
141 *Aparat de măsurare a unghiului de închidere*

Cu un aparat de măsură bun, controlul și reglarea unghiului de închidere sunt un joc de copii. Premisa este ca aparatul să lucreze liniar și independent de temperatură. Acest montaj îndeplinește ambele cerințe; el poate fi utilizat împreună cu un instrument de măsură universal (domeniu de măsurare 500 µA). Unghiul de închidere poate fi citit în procente (0 - 100%). Dacă se dorește conversia acestor procente în valori unghiulare, atunci valoarea procentuală se înmulțește cu 3,6 și se împarte apoi prin numărul cilindrilor motorului respectiv. Montajul nu este foarte scump. Partea cea mai importantă constă dintr-o sursă de curent constant formată din tranzistorul T3 și din stabilizatorul de tensiune integrat 723. Stabilitatea la variațiile de temperatură a sursei de curent este asigurată pe baza unor particularități foarte simple ale montajului. Stabilizatorul IC1 furnizează o tensiune de referință care este aplicată la intrarea amplificatorului operațional conținut în IC1 și, prin aceasta, curentul este stabilizat cu ajutorul lui T3. Deoarece T3 constituie împreună cu tranzistorul de ieșire al lui IC1 un etaj Darlington cu o mare amplificare în curent, curentul de colector este aproximativ egal curentului de emitor. Prin aceasta sunt realizate stabilitatea și independența față de temperatură a sursei de curent (curentul de colector al lui T3).

Atunci când contactele ruptorului sunt deschise, tranzistoarele T1 și T2 conduc, iar curentul de colector al lui T3 trece prin T2. Dacă se închid contactele, atunci T1 și T2 se blochează, astfel încât curentul de ieșire al sursei trece prin aparatul de măsură și-l încarcă pe C1. Deoarece contactele ruptorului se deschid și se închid alternativ, pe C1 există o tensiune medie care corespunde raportului impuls - pauză al ruptorului: cu cât contactele sunt închise mai mult timp, cu atât tensiunea pe C1 este mai mare, respectiv și indicația aparatului.

Pentru reglarea aparatului se conectează tensiunea de alimentare, se scurtcircuitează bornele ruptorului și se reglează cu P1 indicația aparatului la maximum (500 µA) - în această situație reglajul corespunde unui unghi de închidere de 100%.

(J. Becela)



142 Lupă de tensiune cu selectare automată

Dacă se dorește măsurarea unor tensiuni care sunt mai mari decât o permite scala unui aparat de măsură disponibil, atunci putem proceda în două feluri. Se poate diviza tensiunea, cu ajutorul unui divizor de tensiune, printr-o valoare bine definită; domeniul de măsură este, astfel, îngustat corespunzător. Problema poate fi însă rezolvată și altfel.

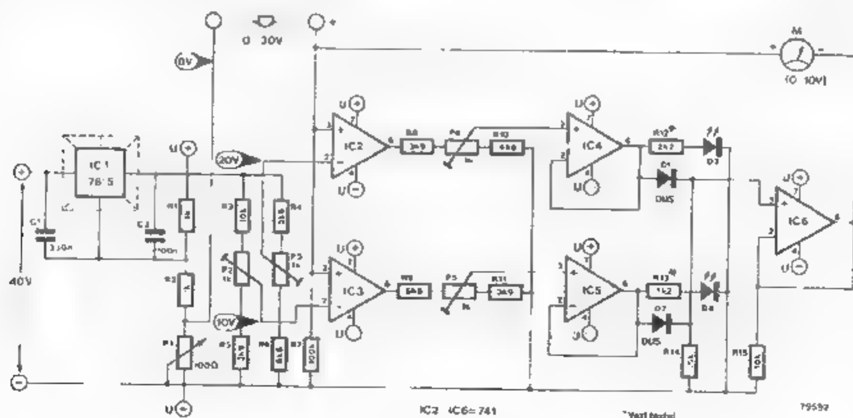
Domeniul de măsură poate fi partajat, iar instrumentul de măsurare este utilizat ca indicator în fiecare domeniu. Prin aceasta, indicația zero corespunde limitei inferioare a tensiunii de măsurat, iar indicația maximă – limitei sale superioare. Astfel, se poate măsura o valoare apreciată la 26 V, într-un domeniu cuprins între 20 V și 30 V, cu un aparat cu scala de 10 V care va indica 6 V. Acest principiu de împărțire a domeniului de măsurare se numește lupă de tensiune. În plus, în montajul de față, domeniul de măsurare este selectat automat.

Montajul (vezi fig. 1) este o lupă de tensiune automată pentru tensiuni între 0 V și 30 V. Instrumentul de măsură M are scala de 10 V. Lupa de tensiune acoperă domeniile 0 ... 10 V; 10 V ... 20 V și 20 V ... 30 V. Circuitele integrate IC2 și IC3 sunt circuite comparatoare. Ele compară tensiunea de intrare cu tensiunile de referință de 10 V, respectiv de 20 V. Tensiunile de ieșire ale comparatoarelor ajung, prin repetoarele de tensiune IC4 și IC5 și diodele D1 și D2, la intrarea neinversoare a amplificatorului de iesire IC6, care lucrează de asemenea ca repetor de tensiune. Acolo se găsește diferența dintre tensiunea de ieșire a comparatorului valabilă în acel moment și tensiunea de străpungere a diodelor. Cealaltă diodă este totdeauna blocată. La ieșirea lui IC6 se găsește așadar, în funcție de starea comparatoarelor, una din cele trei tensiuni ce constituie limita inferioară a domeniilor de măsurare 0 V, 10 V sau 20 V. LED-urile D3 și D4 indică ce domeniu este conectat. Se poate indica domeniul 0 V ... 10 V cu ajutorul unui singur LED.

Ca instrument de măsură este utilizat un voltmetru cu scala de 10 V. Curentul prin instrument încarcă montajul. De aceea trebuie utilizat un instrument magneto-electric cu rezistență internă mare, în serie cu o rezistență. Cu R12 și R13 se poate influența luminozitatea LED-urilor.

Cu potențiometrul P1 se reglează punctul de nul al instrumentului, intrarea fiind scurtcircuitată. La aplicarea unei tensiuni de intrare de 10 V, respectiv 20 V, se reglează pragurile corespunzătoare ale comparatoarelor cu P2, respectiv P3. Pentru aceasta, se pot măsura tensiunile de ieșire ale lui IC2, respectiv IC3, iar P2, respectiv P3, se pot regla astfel încât tocmai să aibă loc trecerea de la starea de repaus la cealaltă valoare maximă. Această trecere este pusă în evidență de aprinderea LED-urilor. P4, respectiv P5, se reglează în așa fel încât instrumentul de măsură să indice zero la aprinderea LED-ului corespunzător, D3 sau D4.

(P. Sieben și J. P. Stevens)



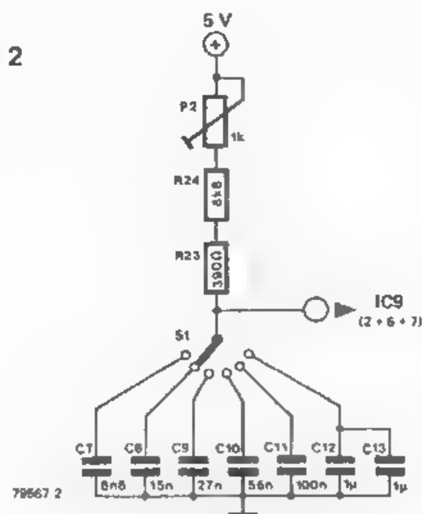
143 *Biocontrol*

În prezent, stresul în continuă creştere trezeşte tot mai des nevoia unei relaxări cât mai profunde. Dacă liniştea necesară nu poate fi obţinută întotdeauna la dorinţă, atunci ne poate ajuta un antrenament cu mijloace electronice (biofeedback).

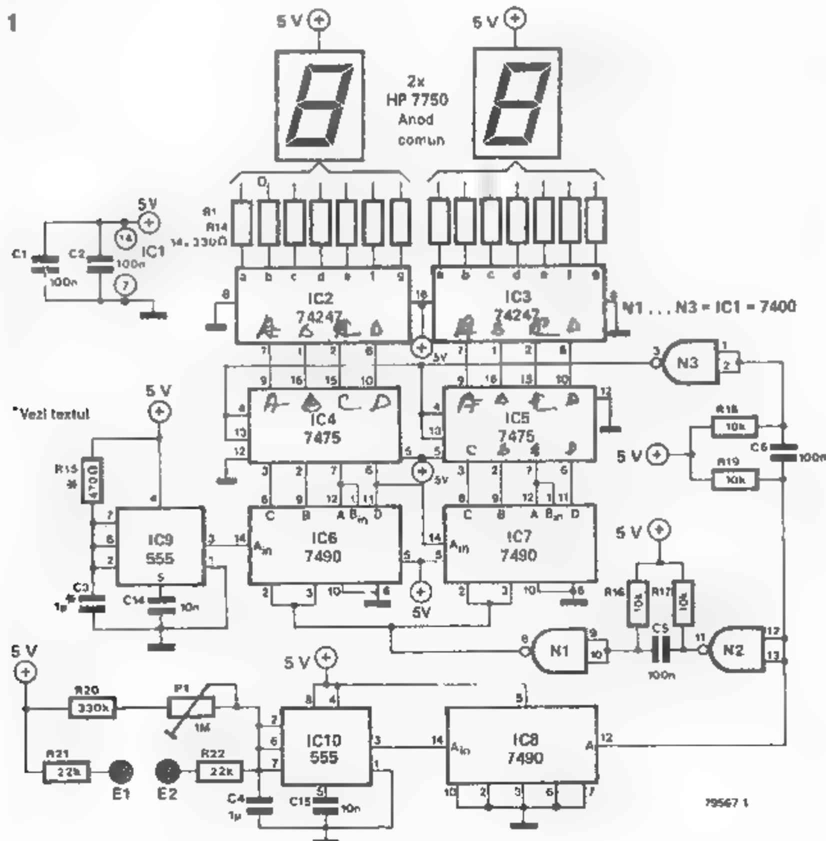
Un asemenea mijloc ajutător este montajul descris aici; el indică dacă şi în ce măsură o persoană este relaxată. Autorul îşi denumeste dispozitivul şi detector de minciuni, ceea ce nouă nu ni se pare a fi un scop atât de pozitiv.

Modul de lucru al montajului se bazează pe o modificare a rezistenţei pielii. Aceasta influenţează frecvenţa oscilatorului unui generator de tact integrat, IC10. P1 serveşte la reglarea unei valori medii „neutrale". Semnalul de ieşire al lui IC10 (555) ajunge la IC8 (7490). Două impulsuri succesive ale lui IC10 con-

2



1



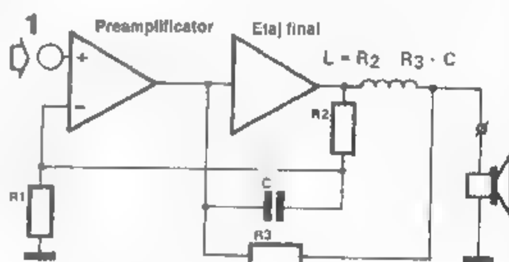
stituie o „fereastră în timp"; atâta timp cât fereastra este deschisă, numărătorul numără impulsurile produse de generatorul de tact IC9. C3 și R15 determină frecvența celui de al doilea oscilator. Conform fig. 2 se poate alege între valori diferite pentru a stabili frecvența în mod individualizat.

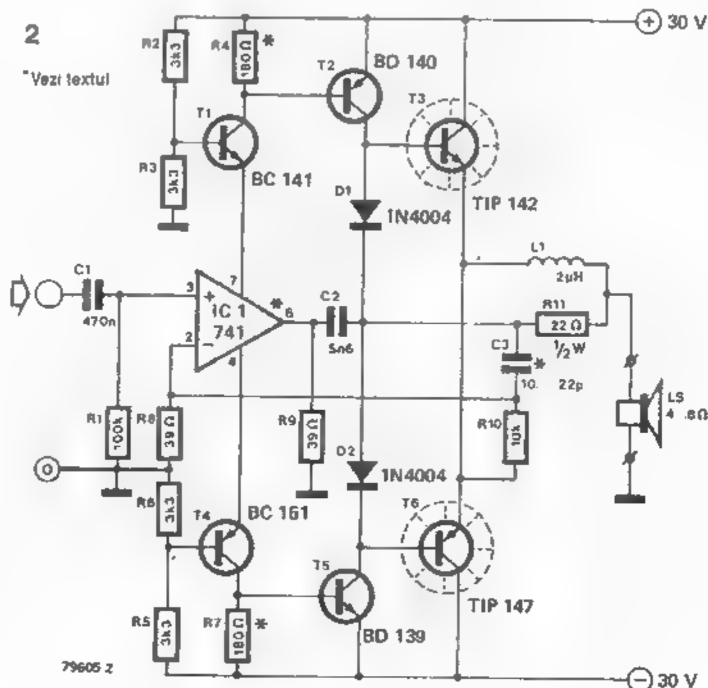
Drept senzori pot servi două inele metalice care se aplică pe două degete diferite ale unei mâini. Două fire stabilesc legatura dintre inele și punctele E1 și E2 ale montajului. Curentul absorbit de aparat măsoară maximum 400 mA. Pentru a evita ca montajul să acționeze ca un „scaun electric", trebuie utilizată o alimentare separată galvanic de rețea. Prin utilizarea bateriilor, acest pericol este exclus.

(J. Mulke)

144 *Amplificator de curent dumping*

Principiul acestui amplificator a fost descris amănunțit, la timpul său, în Elektor (octombrie 1975, 10 - 42, și septembrie 1976, 9 - 38). Particularitatea acestui montaj constă în faptul că prin introducerea a patru componente pasive (R2, R3, L și C, vezi fig. 1), toate influențele perturbatoare având originea în comportamentul neliniar al etajului final sunt eliminate. Din acest motiv, montajul are la bază un etaj final de clasă B, cu toate avantajele sale.





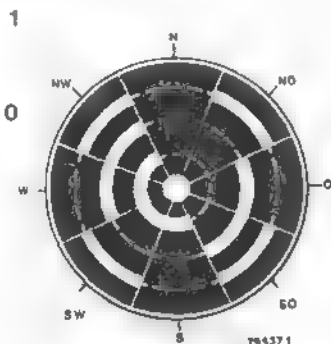
Montajul din fig. 2 lucrează după principiul dumpingului de curent. După indicațiile autorului, el furnizează 99 W la 4 Ω. Coeficientul de distorsiune este de 0,006% la 1kHz și 60 W. Dacă se dispune de un aparat de măsură corespunzător, atunci C3 poate fi înlocuit printr-un trimer de 22 pF, care se reglează pe coeficientul de distorsiune minim.

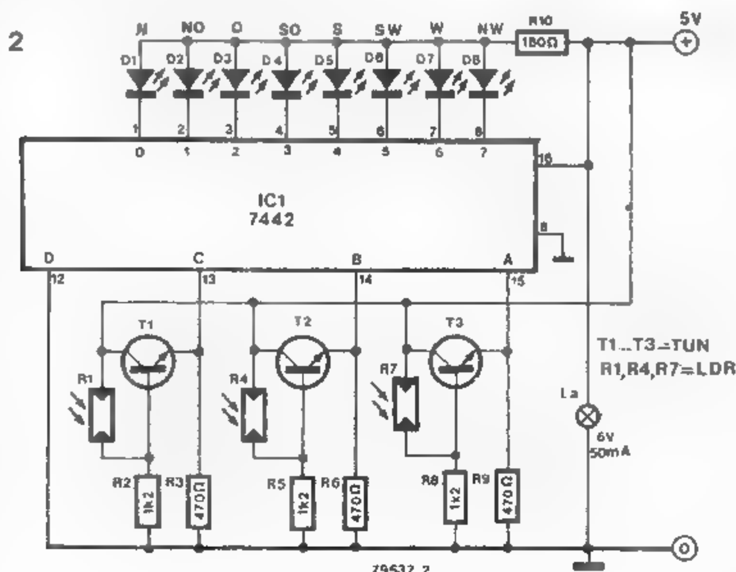
Pe lângă calitățile menționate, amplificatorul mai are o serie de avantaje ce rezultă din rapoartele de încărcare bine definite: etajul premergător lucrează pe o „sarcină aparentă" pur ohmică (R9). Pentru comanda etajului final (prin tranzistoarele de excitare T2 și T5), tranzistoarele T1 și T4 se găsesc în circuitele plus, respectiv minus, de alimentare ale lui IC1. În acest mod se îmbunătățește timpul de creștere (Slewing Rate) al lui 741. Se poate introduce pentru IC1 un tip mai rapid (de exemplu, LF357), atunci când R4 și R7 sunt astfel acordate, la curentul de repaus al acestui circuit integrat, încât tranzistoarele finale sunt pe punctul de a nu mai conduce nici un curent de repaus.

(G. Schmidt)

145 Instrument de măsură a direcției vântului

Ca receptor al valorii de măsurat la indicarea la distanță a direcției vântului se utilizează adeseori construcții mecanice cu contacte perie care sunt supuse unui proces relativ puternic de uzură. De aceea, aici a fost descrisă o altă cale. Girueta învârte un disc circular cu decupaje în formă de arce de cerc. Deasupra discului de amplasează o sursă de lumină; dedesubt se găsesc fotorezistențe. Felul în care sunt luminate aceste fotorezistențe depinde de poziția discului și, cu aceasta, de direcția vântului. Deoarece decupajele sunt ordonate într-un anume fel, care corespunde codului BCD,



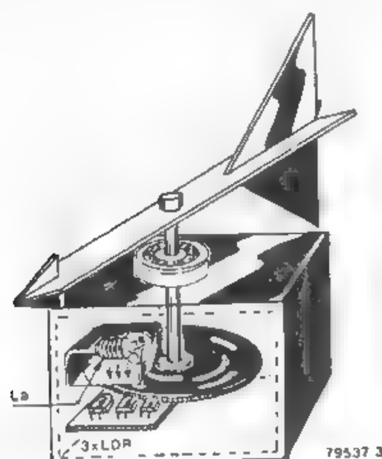


informațiile de la fotorezistențe pot fi convertite în semnale logice cu un decodor BCD/zecimal. Cele opt direcții ale vântului cărora le sunt asociate numere, codificate, în sistemul binar, între 0 și 7 (vezi tabelul), sunt indicate de 8 LED-uri.

Fig. 1 clasifică cum trebuie să arate un astfel de disc codificator. În fig. 3 este schițată construcția mecanică a giruetei, a discului codificator, a sursei de lumină și a fotorezistentelor LDR

Montajul electronic corespunzător este prezentat în fig. 2. Dacă pe o fotorezistență nu cade nici o lumină, atunci tranzistorul corespunzător se blochează; intrarea decodorului IC1 se găsește la masă prin rezistența de 470 Ω („0" logic). Dacă din contră, LDR-ul este luminat suficient, tranzistorul conduce. Căderea de tensiune pe rezistența de 470 Ω este echivalentă cu un „1" logic. Circuitul integrat decodifică semnalele de intrare și comandă aprinderea LED-ului corespunzător. Dacă se aranjează LED-urile într-un arc în succesiunea corectă, atunci direcția vântului este indicată de o roză a vânturilor cu LED-uri.

3



Observații: *Când discul codificator stă pe domeniul limită între două direcții ale vântului, atunci, din cauza dispersiei luminii, este indicată o direcție falsă. De aceea este mai sigur ca în locul codului BCD să se utilizeze un așa-numit cod Gray. Cele opt direcții ale vântului sunt codificate după cum urmează: N = 000, NE = 100, E = 110, SE = 010, S = 011, SV = 111, V = 101 și NV = 001.*

Tabel

A	B	C	D	Direcția vântului	LED
0	0	0	0	NORD	D1
1	0	0	0	NORD-EST	D2
0	1	0	0	EST	D3
1	1	0	0	SUD-EST	D4
0	0	1	0	SUD	D5
1	0	1	0	SUD-VEST	D6
0	1	1	0	VEST	D7
1	1	1	0	NORD-VEST	D8

(D. Maurer)

146 Convertor presiune atmosferică / tensiune

Presiunea aerului este încă o mărime a cărei măsurare direct prin mijloace electronice dă erori mari. Un senzor de presiune potrivit, care să fie destul de sensibil, chiar și la variații reduse ale presiunii aerului, cu greu poate fi realizat. De aceea, autorul utilizează, în acest montaj, mecanismul unui barometru obișnuit, a cărui parte mobilă este legată cu un baston de ferită. Cu toate că mișcarea bastonului este foarte redusă, ea poate modifica inductivitatea unei bobine astfel încât să se poată obține din aceasta, prin mijloace electronice, suficiente informații despre oscilațiile presiunii aerului.

Bobina se găsește în montajul unui oscilator, astfel încât o mișcare a miezului de ferită atrage după sine o modificare a frecvenței oscilatorului. Un FET amortizează semnalul oscilatorului și-l conduce la divizorul zecimal 4017. Un circuit 4020 împarte încă o dată prin 8 semnalul de ieșire al acestuia, astfel încât frecvența ajunge în domeniul de lucru al circuitului LM2907. Circuitul LM2907 este un convertor frecvență - tensiune; tensiunea sa de ieșire este proporțională cu poziția bastonului de ferită și constituie o măsură a presiunii aerului.

Deoarece atât senzorul de presiune cât și oscilatorul au un domeniu de lucru limitat, tensiunea la ieșire oscilează și ea între anumite valori. Aceste limite depind de semnalul de presiune și de cuplajul său cu oscilatorul. Intrarea în oscilație a oscilatorului construit cu T1 poate fi reglată cu P1 și controlată prin tensiunea la ieșirea oscilatorului. Dacă frecvența de oscilație încă nu cade în domeniul de lucru al convertorului frecvență - tensiune, se poate încerca o corecție cu P1. Dacă aceasta nu este posibilă, trebuie modificată valoarea lui C2.

P2 servește la acordarea tensiunii de ieșire a aparatului la sensibilitatea aparatului indicator sau înregistrator.

(Y. Nijssen)

147 Bliț auxiliar

Cu ajutorul acestui dispozitiv se poate atașa un bliț auxiliar la un aparat ce dispune deja de un bliț. Este vorba de un bliț care se aprinde abia atunci când se aprinde și un altul – „blițul mamă". Se poate astfel fotografia cu mai multe surse de lumină, fără a ne lupta cu o încâlcitură de cabluri. Blițul auxiliar nu necesită nici o baterie de alimentare proprie, deoarece își preia curentul necesar de la blițul la care este conectat. La contactul fișei se găsește în general o tensiune de 150 ... 200 V. Cu R4 și R5 se obține din aceasta o tensiune de mărime convenabilă; C2 servește pentru filtrare. Deoarece curentul absorbit de montaj este de ordinul câtorva microamperi, sursa de tensiune a blițului mamă (baterie, acumulator) nu este încărcată la valoarea nominală

Descărcarea luminoasă de la „blițul mamă" pe fototranzistorul T1 produce un salt de tensiune pe R1 care este condus prin C1 la T2.

impulsul amplificat triggerează tiristorul Th1 care aprinde blițul.

Montajul este astfel dimensionat, încât nu poate fi declanșat de lămpile normale cu incandescență, ci numai prin blițul mamă. Ca urmare a sensibilității ridicate, nu este necesar ca fototranzistorul să fie orientat către blițul mamă; el reacționează și la lumina reflectată. Este recomandabil ca fototranzistorul să fie totuși ecranat față de sursele de lumină prea puternice. Ca tiristor a fost utilizat tipul BStBo-126 (0,8 A / 400 V), dar pot fi utilizate și alte tipuri. În unele cazuri trebuie mărit și condensatorul C2, deoarece el furnizează cea mai mare parte a curentului de poartă. Conexiunea se realizează cel mai bine cu un cablu de prelungire pentru blițuri.

(F. Schäffler)

148 *Temporizarea blițului*

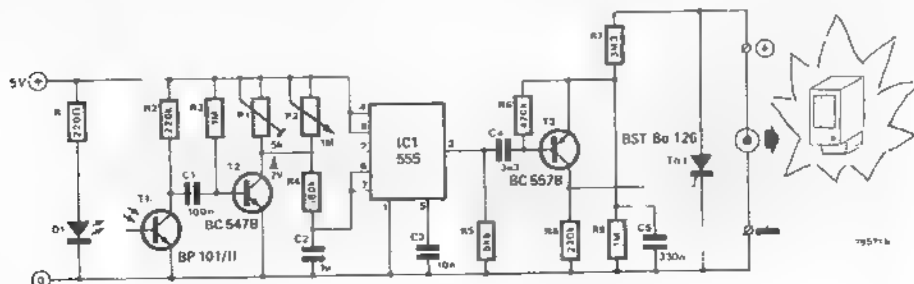
Un gen special de fotografie este acela obținut cu timpi de fotografiere extrem de mici. Rezultate ale acestei tehnici a văzut fiecare măcar o dată: un bec spart cu ciocanul sau picăturile formate la căderea unui obiect într-un lichid. Asemenea fotografii se pot face fără mari dificultăți prin metoda „blițului deschis". Se utilizează o încăpere complet întunecată și se deschide obturatorul aparatului. Iluminatul propriu-zis este realizat cu un bliț electronic ce permite un timp de iluminare foarte scurt (acest procedeu este valabil în special pentru aparatele foto cu bliț și calculator, atunci când ele sunt reglate pe cea mai mare diafragmă de lucru).

La acest procedeu problema este de a stabili exact momentul când trebuie aprins blițul. Pentru aceasta se poate introduce o automatizare. De exemplu, o picătură de apă trece printr-o barieră de lumină și este fotografiată după un timp (reglabil). Pentru această operație este utilizat acest montaj de temporizare bliț.

Bariera de lumină constă dintr-un LED D1 roșu și fototranzistorul T1. Atunci când, ca în exemplul nostru, o picătură de apă întrerupe lumina, apare un salt de tensiune pe R2 care

ajunge prin T2 la intrarea trigger a releului de timp integrat IC1. Dacă timpul de întârziere a trecut, la ieșirea lui IC1 (pin 3) apare un front descrescător care prin T3 comandă tiristorul Th1, care la rândul său aprinde blițul. În locul tipului indicat în schema montajului, pot fi utilizate și alte tiristoare (0,8 A / 400 V). Poate fi necesar să se aleagă valori mai mari sau mai mici pentru condensatorul C5. Cu P1 se reglează la circa 2 V tensiunea continuă de la colectorul lui T2.

Perioada de temporizare se reglează cu



P2. Pentru dimensionarea dată, domeniul de reglaj este cuprins între 0,25 ... 1,3 secunde. Prin modificarea valorilor lui R4 și C2 se poate adapta temporizarea la necesități. Perioada de temporizare rezultă aproximativ din ecuația: $t = 1{,}1 \cdot R \cdot C2$, unde R rezultă din montarea în serie a lui P2 si R4. Valoarea lui R4 ar trebui să fie de cel puțin 1 k.

Cea mai importantă parte a construcției este bariera de lumină; construcția ei depinde de domeniul de utilizare a aparatului. Se obține o sensibilitate maximă atunci când LED-ul și fototranzistorul sunt montate cât mai aproape unul de altul. Pentru a evita ca lumina LED-ului să cadă pe obiectiv, bariera de lumină ar trebui să fie ecranata

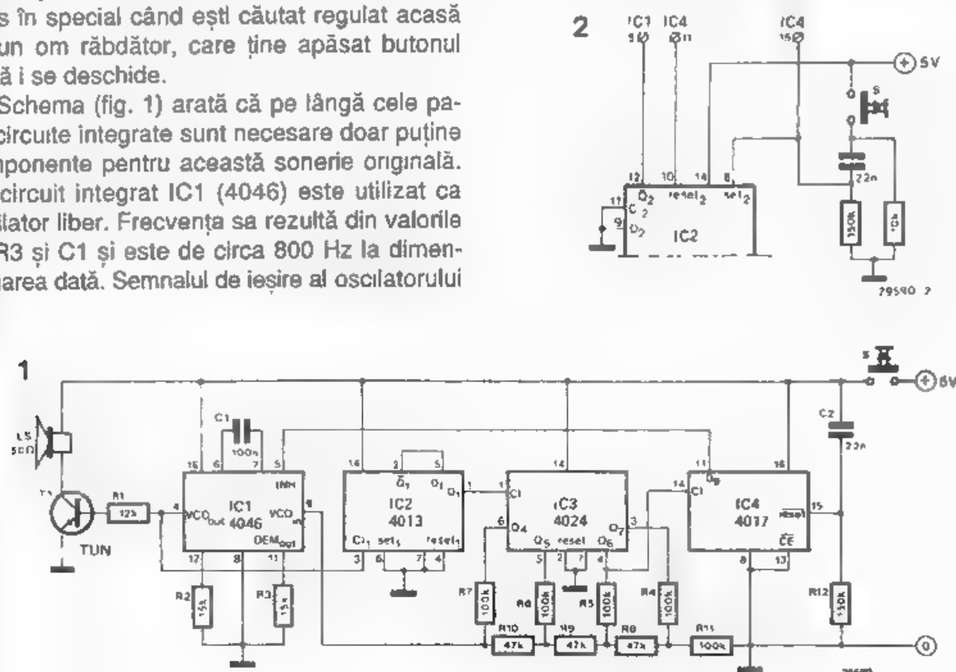
(F. Schäffler)

149 Sonerie cu sunet de cimpoi

Soneriile, în toate modelele și formele, încă reprezintă o temă în care se mai poate imagina câte ceva. Aici este descrisă o sonerie care, după apăsarea butonului, produce o serie de sunete muzicale ce reproduc sunetele unui cimpoi. Ele nu corespund prea mult gustului nostru, dar există cu siguranță o serie de amatori care au amânat până acum construcția unei sonerii proprii și așteaptă nostalgici un proiect util de sonerie-cimpoi. Amatorii au remarcat deja cu siguranță că acest montaj prezintă ca particularitate „un montaj DKU". Indiferent dacă se apasă scurt sau lung, semnalul sună totdeauna timp de 2 secunde; acest lucru este avantajos în special când ești căutat regulat acasă de un om răbdător, care ține apăsat butonul până i se deschide.

Schema (fig. 1) arată că pe lângă cele patru circuite integrate sunt necesare doar puține componente pentru această sonerie originală. Un circuit integrat IC1 (4046) este utilizat ca oscilator liber. Frecvența sa rezultă din valorile lui R3 și C1 și este de circa 800 Hz la dimensionarea dată. Semnalul de ieșire al oscilatorului ajunge printr-un etaj simplu de amplificare (T1) la un difuzor. În plus, el comandă un divizor (IC2) a cărui ieșire duce la un divizor binar de tipul 4024 (IC3). Aici se obține, de exemplu, cu un circuit R/2R, o tensiune în scară care (prin pinul 9 al lui IC1) modifică frecvența oscilatorului; prin aceasta rezultă efectul dorit – de cimpoi.

Montajul DKU pomenit constă dintr-un releu de timp (IC4), care oprește oscilatorul atunci când tensiunea în trepte a atins valoarea finală. R12 și C2 produc un impuls reset automat la următoarea apăsare a butonului soneriei.



Observații ale redacției

Montajul conceput de autor conține într-adevăr un circuit contra sunetului de durată, însă la o apăsare foarte scurtă pe butonul (S) montajul nu ține cont de nici o regulă. Dacă se eliberează butonul, tensiunea de alimentare este deconectată, iar melodia la cimpoi este înăbușită în fașă. Răul este însă ușor de înlăturat dacă tensiunea de alimentare rămâne conectată. Din cauza utilizării circuitului integrat CMOS, consumul de curent la repaus este în interiorul limitei admisibile. Cu multivibratorul bistabil încă nefolosit al lui IC2, montajul poate fi comandat în așa fel încât și după o scurtă apăsare pe butonul S, melodia să se consume până la ultima notă. Montajul din fig. 1 trebuie atunci modificat astfel:

– o punte înlocuiește butonul S;
– se renunță la C2 și P12;
– legătura între pin 11/IC4 și pin 5/IC1 se întrerupe.

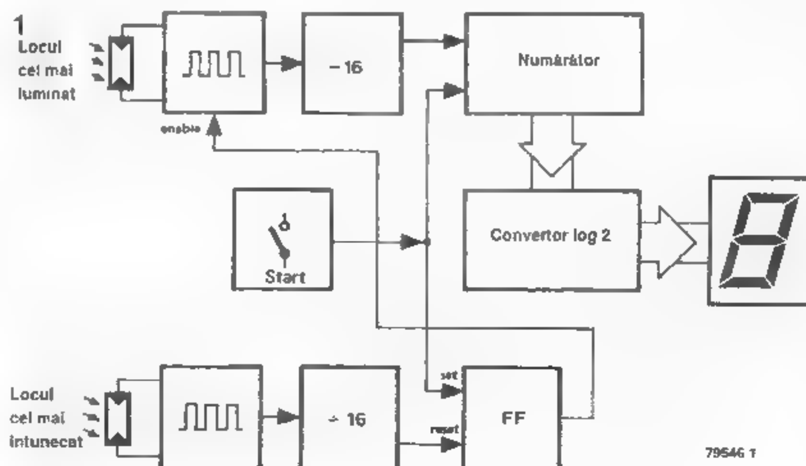
Montajul este adaptat corespunzător figurii 2.

(S. Halom)

150 *Aparat digital de măsurare a contrastului*

La mărirea fotografiilor în laborator trebuie să avem în vedere în special două lucruri: densitatea și mărimea contrastului negativului. În timp ce densitatea este importantă pentru timpul de expunere, contrastul determină gradația necesară a hârtiei. Prin contrast se înțelege raportul de luminozitate între tonalitățile cele mai luminoase și cele mai întunecate ale negativului. Dacă se formează din acest raport numeric logaritmul în baza 2, atunci se obține contrastul negativului în indici de expunere. Dacă de exemplu tonalitatea cea mai puțin întunecată a unui negativ în comparație cu cea mai întunecată lasă să treacă de 8 ori mai multă lumină, atunci negativul are un contrast de trei indici de expunere (deoarece 3 este logaritmul lui 8 în baza 2, sau altfel spus: $2^3 = 8$).

Acest aparat măsoară contrastul cu ajutorul a două fotorezistențe (LDR) și prezintă rezultatul nemijlocit în indici de expunere pe un afișaj cu șapte segmente. Modul de lucru al aparatului este ilustrat în schema bloc din fig 1. Frecvența cu care oscilează oscilatorul dreptunghiular depinde de intensitatea luminoasă care acționează asupra fotorezistenței. Ambele oscilatoare sunt urmate de câte un divizor de frecvență cu factor de divizare 16. Impulsurile de ieșire ale divizorului de sus, care este destinat părții cu cea mai mare luminozitate, sunt numărate de un numărător într-un interval de timp determinat. Durata acestui interval de timp depinde de frecvența de ieșire a divizorului de jos și



cu aceasta de valoarea luminozității părții din negativ cu cea mai mică luminozitate. În acest mod se obține raportul frecvențelor celor două oscilatoare ca rezultat al numărării, exprimat în formă binară; acesta este totuși egal cu raportul luminozității între părțile extreme din punct de vedere al luminozității negativului.

Raportul exprimat sub formă binară trebuie acum transformat în logaritmul lui în baza doi, înainte de a putea fi afișat în indici de expunere pe afișaj. Această transformare este efectuată de convertorul ^{2}log.

Din montaj (fig. 2) reiese că oscilatoarele dreptunghiulare sunt construite cu releul de timp integrat 555; restul de circuite integrate aparțin familiei TTL LS. IC2 și IC9 sunt divizoare de frecvență cu 16. Numărătorul care furnizează numărul raport constă din IC3, IC4 și IC5. Este vorba de un numărător binar lucrând cu logică negativă care, începând cu poziția maximă a numărului, numără înapoi. De aceea, înaintea fiecărui ciclu de măsurare, numărătorul nu primește nici un impuls reset ci un impuls de inițializare. Deoarece toate intrările paralele se găsesc în starea „1" logic, numărătorul este setat pe poziția cea mai înaltă. Impulsurile de numărat sunt conduse la intrarea „Down"

Modul de lucru ales pentru numărător își are motivația în modul de lucru al convertorului ^{2}log, acesta lucrează de asemenea cu logică negativă. IC6 servește drept convertor. Circuitul integrat este de fapt un convertor cu 4 biți zecimal lucrând după prioritățile BCD, la care bitul cu cea mai mare valoare de la intrare determină numărul codificat BCD care apare la ieșire. Toate semnalele de intrare și de ieșire sunt inversate suplimentar în circuitul integrat, astfel încât acesta lucrează cu logică negativă. Numerele binare reale sunt transformate în logaritmul lor în baza 2; să clarificăm acest lucru printr-un exemplu:

Când în numărătorul IC3 ... IC5 numărul 8 există în formă binară, toate celelalte intrări ale lui IC6, cu excepția intrării 13, sunt în starea „1" logic (numărătorul lucrează cu logică negativă); IC6 stabilește cel de al treilea bit ca bitul cu cea mai înaltă poziție care este zero; la ieșirile sale apar de aceea echivalentul binar (inver-

sat) al numărului zecimal 3. Așa cum s-a remarcat deja, 3 este logaritmul lui 8 în baza 2. Cu aceasta, transformarea dorită a avut loc

După numărătorul în baza 16, IC9, urmează un monostabil; el produce un impuls care resetează bistabilul RS format din N6 și N7 după fiecare ciclu de măsurare. Un alt monostabil, comandat de butonul de start S1, furnizează impulsul de setare pentru începerea ciclului de măsurare. În timpul unui ciclu de măsurare se aprinde virgula zecimală a display-ului cu 7 segmente

IC6 este decodorul BCD necesar pentru comanda display-ului cu 7 segmente. Deoarece semnalele de ieșire ale lui IC6 urmăresc logica negativă, ele trebuie inversate mai întâi de N2 ... N5. Afișajul trebuie să posede o bornă comună a anozilor (de exemplu hp 5082-7750, CQ 91A, FND 557). Ca senzori de masurare pot fi utilizate doar fotorezistențe speciale pentru măsurători. Acesta este cazul, de exemplu, pentru tipul dat în montaj. Cele două oscilatoare trebuie reglate în așa fel încât, la o iluminare egală a fotorezistențelor, să oscileze pe cât posibil cu aceeași frecvență. Frecvența poate fi modificată grosier prin alegerea altor valori pentru C1, respectiv C2; reglajul fin se face cu potențiometrul P1.

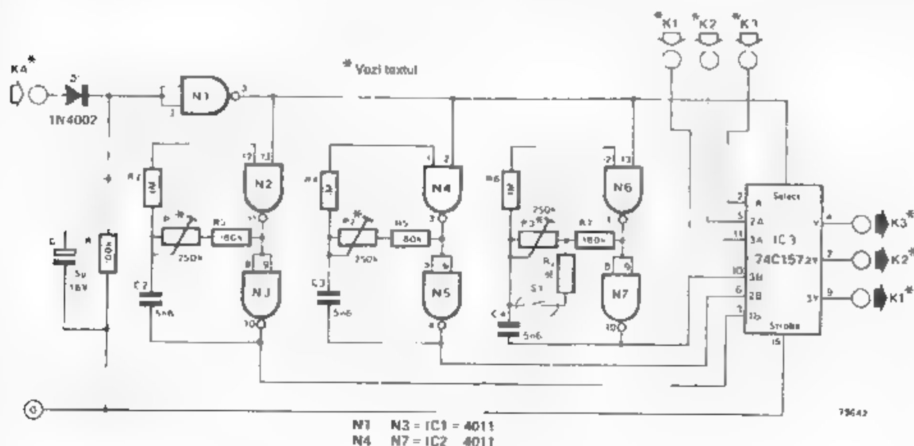
(J. van Dijk)

151 Comandă de avarie pentru aeromodele

Dacă la un aeromodel comandat prin radio apare o defecțiune în emițător sau în receptor, atunci modelul nu mai ascultă de comenzi. În cel mai bun caz cade în apropierea „pilotului” său; cu puțin ghinion însă rămâne în aer și zboară mai departe pentru a se pierde pentru totdeauna. Acest montaj exclude această ultimă posibilitate, permițând un zbor lin, astfel încât în multe cazuri poate fi evitată chiar și aterizarea forțată.

Montajul lucrează la căderea tensiunii de ieșire a receptorului. Atunci când emițătorul și receptorul lucrează corect, impulsurile de comandă recepționate determină deviația servo-mecanismului; însă imediat ce aceste semnale de comandă dispar, montajul fixează servomecanismele într-o poziție prestabilită, cu ajutorul a trei multivibratoare.

Un servomotor este comandat prin impulsuri care în poziția de mijloc au lățimea de 1,5 ms, iar pozițiile extreme, în funcție de fabricant, au o lățime de 1 ms, respectiv 2 ms. Intrarea K4 este conectată la ieșirea receptorului. Semnalele receptorului pentru profundoare și derivor, ca și pentru bobina motorului, ajung la intrările K1, K2 și K3; ieșirile corespunzătoare sunt legate cu servomotoarele respective. Atâta timp cât K4 primește impulsuri, multiplexorul (IC1)



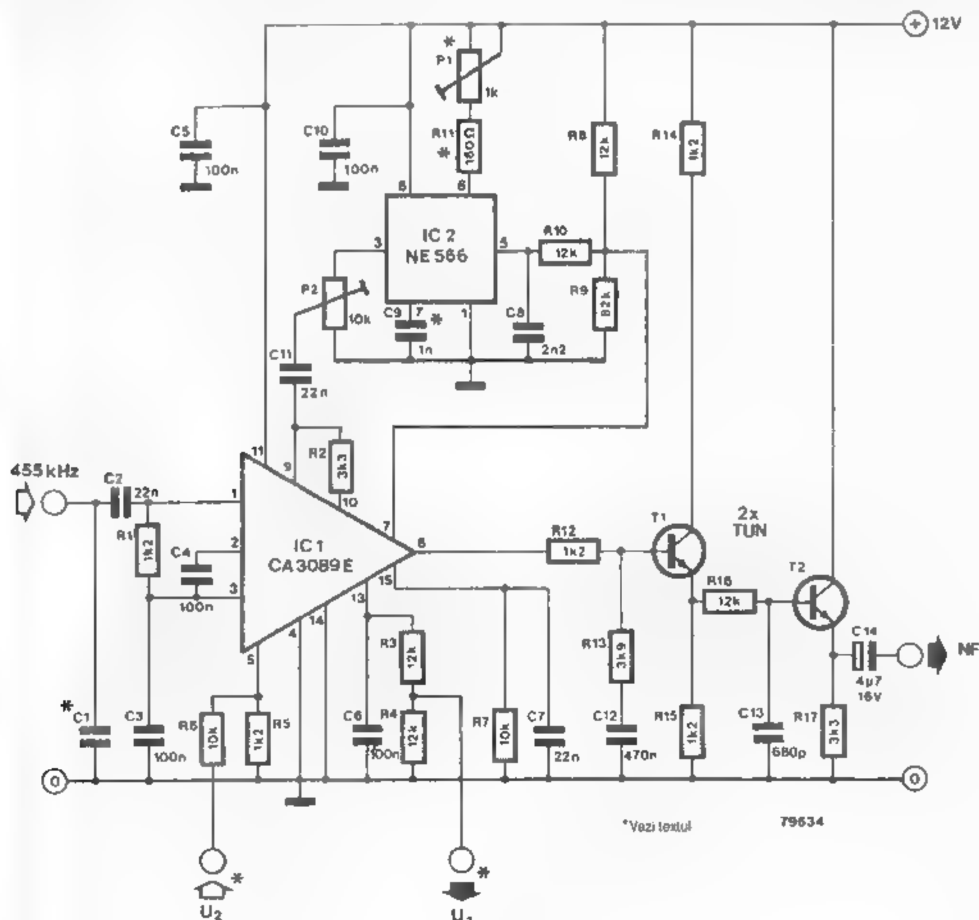
leagă intrările K1, K2 și K3 cu ieșirile. În cazul în care K4 nu mai primește impulsuri, atunci multiplexorul comută ieșirile pe trei oscilatoare. Acum pozițiile P1, P2 și P3 (potențiometru cu pivot) determină poziția servomecanismelor În paralel cu P3 (poziția profundoarelor) se găsește rezistența Rx și un comutator cu mercur, care trebuie amplasat în așa fel în aparat, încât să conecteze la un zbor cu un unghi de coborâre de peste 10° . Poziția profundorului este determinată de rezistenta Rx (10 ... 200 k).

(W. van Staeyen)

152 *PLL cu CA3089*

Pentru acela care doresc să-și construiască singuri un receptor FM, acest montaj poate fi o delectare. Cunoscutul circuit integrat CA 3089 nu mai este utilizat aici ca amplificator FI (demodulator), ci ca parte a unui filtru PLL (Phase Locked Loop = buclă cu calare pe fază). Prin aceasta, prețul aparatului crește puțin, iar montajul este ceva mai complicat, însă rezultatele obținute compensează din plin acest dezavantaj. Așa cum este dimensionat aici, montajul poate fi utilizat într-un „dublu-super" pe o frecvență medie de 455 kHz fără a mai fi nevoie de un amplificator FI / demodulator FM

Condensatorul C1 „curăță" mai întâi sem-



nalul de intrare (455 kHz) de armonicile superioare nedorite, care pot deranja modul de lucru al PLL-ului. Deoarece acțiunea capacității depinde de construcția etajului de mixaj, care realizează trecerea de la 10,7 MHz la 455 kHz, valoarea ei nu poate fi dată explicit. Filtrarea poate lipsi atunci când semnalul de intrare este suficient de curat.

Circuitul integrat IC1 (CA 3089) amplifică mai întâi semnalul FI și-l limitează apoi la o valoare de circa 300 mV. El ajunge apoi pe detectorul în cvadratură existent în circuitul integrat. Cu tensiunea de ieșire U1 poate fi comandat un indicator de acord. Ieșirea CAF-ului (control automat al frecvenței) - pin 7 - din IC1 furnizează tensiunea stabilizată pentru oscilatorul comandat în tensiune. Divizorul de tensiune R8/R9 preia reglajul tensiunii continue de la IC2. Atenuarea impulsurilor perturbatoare este realizată de filtrul trece-jos R10/C8.

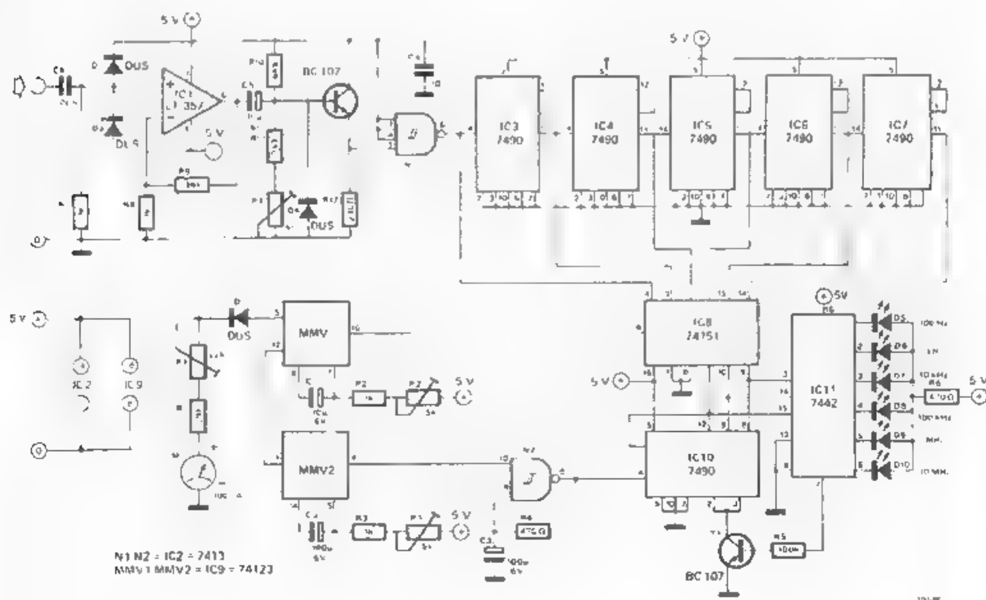
Pentru a obtine o liniaritate și o stabilitate bună a fost utilizat drept oscilator comandat în tensiune un tip modern de circuit integrat (NE 566 – IC2). Pentru stabilitatea amplificatorului comandat în tensiune sunt decisive elemente constructive care determină frecvența. De aceea ar trebui utilizat un potențiometru metalo-ceramic pentru P1, o rezistență cu pelicula metalică pentru R11 și un condensator multistrat (tip NPO), toate cu o dependență redusă față de variațiile de temperatură. La pinul 3 al lu IC2 apare o tensiune în impulsuri de formă dreptunghiulară de circa 5,4 V, care este redusă la circa 0,3 V printr-un divizor de tensiune reglabil (P2). Această tensiune ajunge în IC1 la intrarea detectorului în cuadratură. Prin aceasta montajul devine un circuit de reglare închis.

La ieșirea 6 a lui IC1 avem la dispoziție semnalul demodulat. Pentru atenuarea zgomotului se poate aplica o tensiune pozitivă U2, prin aceasta atenuându-se semnalul de ieșire audio. Printr-un filtru trece-jos, semnalul FI ajunge în cele din urmă la ieșire, la care se poate conecta fără probleme un decodor stereo oarecare.

(J. Deboy)

153 *Frecvențmetru analogic*

Aparatul prezintă ca particularitate un indicator analogic. El are șase domenii de măsurare (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz și 10 MHz) cu selectare automată a domeniului.



Semnalul de intrare adus la un nivel logic TTL prin IC1, N1 și T2, ajunge la o serie de cinci divizoare cu 10 (IC3 ... IC7). La un semnal de intrare cu o frecvență maximă de 10 MHz apare, la una din ieșirile circuitelor integrate divizoare, un semnal cu o frecvență cuprinsă între 10 Hz și 100 Hz. Partea analogică a montajului (MMV1, instrumentul și montajul anexă) este dimensionată pentru acest semnal; instrumentul magneto-electric M are indicația maximă la 100 Hz.

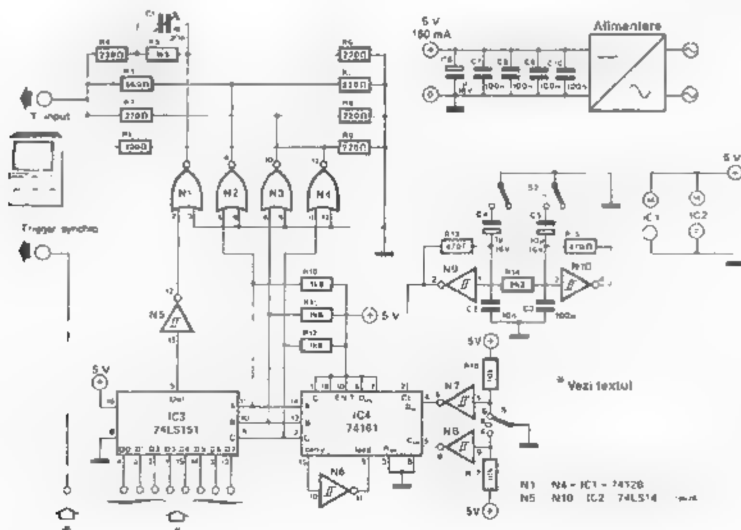
Cu ajutorul multiplexorului IC8, montajul caută acea iesire de divizor care furnizează frecventa dorită. Multiplexorul conduce succesiv la iesire toate semnalele sale de intrare, de unde ele ajung la divizorul IC10. Acest proces de selectie se întrerupe abia atunci când la ieșirea lui IC8 (pin 6) apare o frecvență cuprinsă între 10 și 100 Hz. Dacă frecvența este sub 10 Hz, atunci multivibratorul monostabil MMV1 nu este triggerat. Ca urmare, oscilatorul construit cu N2 produce impulsuri de comandă pentru multiplexor care ajung la acesta prin IC10 și-l determină să comute mai departe pe intrarea următoare. Dacă frecvența este mai mare de 100 Hz, atunci se derulează procese similare cu cele descrise mai înainte. Oscilatorul N2 se opreste abia atunci când frecvența semnalului de ieșire al multiplexorului este cuprinsă între 10 și 100 Hz, deoarece multivibratorul monostabil MMV2 este triggerat prin MMV1, oscilatorul nu mai generează semnal.

Semnalul de ieșire al multiplexorului ajunge la indicator. LED-urile D5 ... D10 indică ce ieșire de divizor este conectată. Pentru reglarea montajului, P3 și P4 se rotesc în poziția mijlocie, P1 în poziția cu valoare maximă, iar P2 în cea cu valoare minimă. La intrare există un semnal de 100 Hz cu o amplitudine de cel puțin 1 V. P3 trebuie reglat în așa fel încât LED-urile să se aprindă succesiv (aceasta indică funcționarea multiplexorului). P2 se reglează astfel încât LED-ul D5 să se aprindă pentru o frecvență de 100 Hz. Instrumentul magneto-electric poate fi reglat la indicația maximă cu P1. În final se mai poate optimiza sensibilitatea amplificatorului de intrare cu ajutorul lui P4.

(H. Bichler)

154 *Analizor logic*

Cu toate că sub denumirea de „analizor logic" se întelege de cele mai multe ori un alt tip de aparat, montajului de față i s-a dat aceeași denumire. Motivul este faptul că el poate face vizibile pe un osciloscop stările logice ale mai multor puncte dintr-un montaj digital.



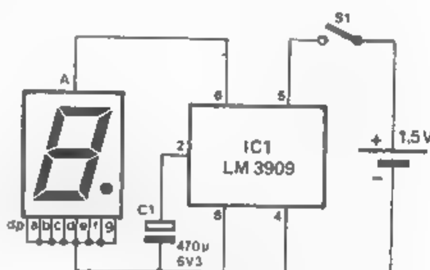
În funcție de poziția comutatorului S2, oscilatorul N9/N10 produce un semnal a cărui frecvență este de 1 kHz sau de 100 kHz. Acest semnal ajunge la numărătorul IC4 (numărător binar cu 4 biți) care poate fi comutat pe pozițiile „1000" (8), „1010" (10) și 1100 (12). Mai rămân deci pozițiile 8, 6 și 4 până la 16; după aceasta procesul de numarare începe din nou. Aceasta înseamnă că, în funcție de pozitia lui S1, patru, șase sau opt semnale binare ajung ca semnale de comandă la multiplexorul IC3. Acest multiplexor acționează ca un selector și conduce succesiv fiecare intrare la ieșirea sa. Semnalele de comandă de la intrările A, B, C stabilesc ce intrare este legată la ieșire într-un anumit moment. Deoarece semnalele de comandă provin de la circuitul integrat numărător, multiplexorul conduce la ieșire fie patru, șase sau toate cele opt intrări. Cu aceasta, pe ecranul osciloscopului, fiecare semnal capătă o imagine proprie; prin N2, N3 și N4, la iesire se adaugă o componentă de tensiune continuă corespunzătoare canalului comutat în acel moment. Această tensiune deplasează spotul pe axa Y. Stările logice ale fiecărui canal apar ca linii distincte suprapuse. Ca semnal trigger pentru osciloscop se utilizează cel mai bine un semnal definit în timp din montajul de testat. Autorul utilizează acest montaj împreună cu un osciloscop Hameg tip 512. Dacă se utilizează un aparat mai puțin rapid, atunci este necesar condensatorul trimer C1 pentru a regla montajul pe o calitate optimă a imaginii.

(P. C. Demmer)

155 Indicator intermitent

Cu toate că montajul descris aici a fost gândit mai întâi ca un gag pentru petreceri, el poate avea utilizări multiple, de la număr de casă până la o atenționare cu privire la centura de siguranță.

Montajul pare destul de simplu: el conține un circuit integrat (LM3909) și un condensator. Pentru alimentare poate fi utilizată o baterie celulară tip buton. Autorul recomandă utilizarea unui lanț de LED-uri sau un indicator cu șapte segmente Totul poate fi introdus într-o carcasă foarte mică Lanțul de LED-uri ar putea fi înglobat în rășină.



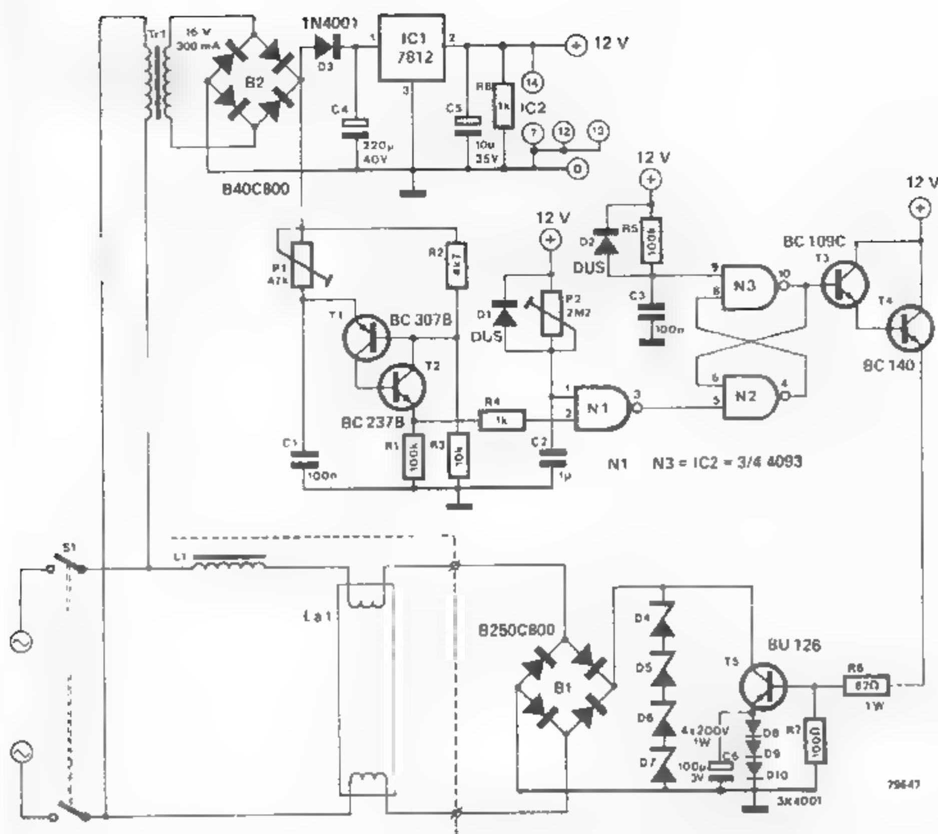
În final ar mai fi de menționat că în această aplicație curentul maxim de ieșire este de 50 mA, dar poate suporta până la 150 mA.

(L. Goodfriend)

156 Starter electronic pentru lămpile cu fluorescență

Un dezavantaj al lămpilor cu fluorescență, față de lămpile cu incandescență, este pâlpâitul neplăcut după conectare. Acesta apare deoarece gazul din tuburi încă nu a atins temperatura la care este complet ionizat. În momentul în care starterul întrerupe curentul în drosel, apar vârfuri de tensiune care contribuie de asemenea la pâlpâitul lămpii. Montajul prezintă o posibilitate prin care o lampă cu fluorescență poate fi aprinsă electronic, fără să pâlpâie.

Filamentele incandescente ale lămpii (La1) sunt preîncălzite timp de circa 1 secundă după conectarea tensiunii de rețea. Această temporizare se poate regla cu P2. Curentul circulă apoi prin redresorul B1 la tranzistorul T5. Atunci când lampa a atins temperatura de funcționare, ea poate fi pornită. Momentul optim de aprindere este atunci când curentul prin dro-



selul L1 este întrerupt la atingerea valorii sale maxime. Acest moment este stabilit de T1 și T2. Impulsul furnizat de etajul de comutare T1 și T2 triggerează multivibratorul bistabil N2/N3, care la rândul său deconectează tranzistorul T5 prin T3/T4. Tensiunea de inducție care ia naștere în bobină aprinde lampa cu fluorescență deja preîncălzită.

Circuitul RC R5/C3 are rolul de a seta automat multivibratorul bistabil după comutarea tensiunii de alimentare. Tensiunea și curentul prin drosel sunt defazate cu 90° (curentul succede tensiunii). Etajul de impuls T1 și T2 are de asemenea rolul de a face ca impulsul de comutare să fie produs în momentul tensiunii maxime pe bobină. Potențiometrul P1 se reglează astfel încât procesul de aprindere să aibă loc fără pâlpâirea lămpii. Reglarea optimă a lui P1 depinde de lampa utilizată. Tranzistorul T5 este solicitat doar pentru puțin timp în procesul de comutare, astfel încât nu are neapărată nevoie de răcire.

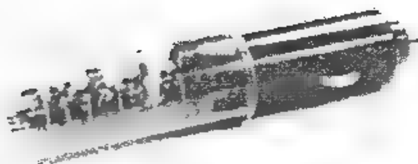
(D. Kraft)

157 *Supraveghetor de tensiune pentru acumulatoare auto*

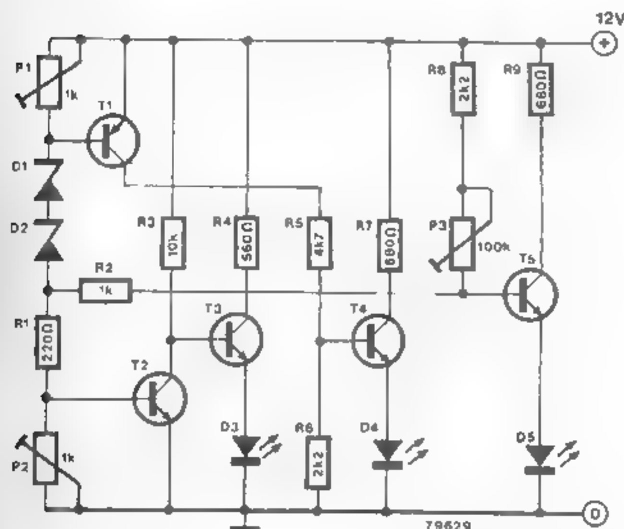
Acest montaj simplu ne dă, cu ajutorul a trei LED-uri, informații privind tensiunea unui acumulator la bordul unui autoturism. Indicația ne arată în care din cele patru domenii de mai jos se încadrează tensiunea furnizată de acumulatorul respectiv.

LED	DOMENIU
D3	< 12 V
D3 + D4	12 V 13 V
D4	13 V – 14 V
D4 + D5	> 14 V

Potențiometrul P2 stabilește punctul de deconectare a diodei D3, P1 – punctul de conectare a lui D4, iar P3 – punctul de conectare a lui D5. Reglajul potențiometrelor este critic și ar trebui să fie repetat de mai multe ori, deoa-



Fotografia prezintă prototipul realizat de autor. Placa și părțile componente sunt introduse într-o carcasă de plastic ce are într-un



D1, D2 = 5V6 / 400 mW
T1 = TUP
T2 ... T5 = TUN

D3 = roșu
D4 = galben
D5 = verde

rece părțile montajului se influentează reciproc. Eventual se poate ca, după reglare, potențiometrele să fie înlocuite cu rezistențe fixe (cu pelicula metalică).

capăt orificiile pentru LED-uri, iar în celălalt capăt un ștecher pentru introducere în priza auto; aparatul poate fi introdus oriunde există o priză potrivita

(S. Jacobsson)

158 *Alimentator automat pentru încărcarea acumulatoarelor*

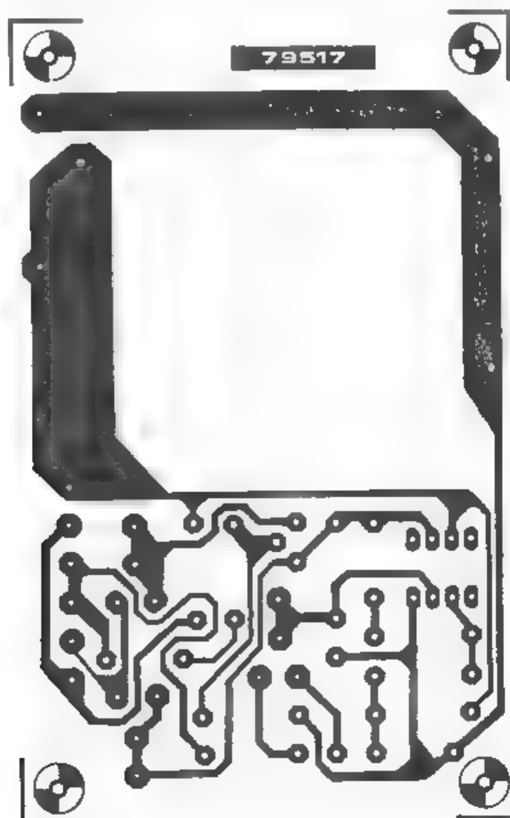
După cum se vede, încărcarea unui acumulator cu plumb este un lucru simplu. Afirmatia este valabilă atunci când nu se ridică pretenții asupra duratei de viață a acestuia. Dacă nu se dorește neapărat scurtarea acesteia, atunci procesul de încărcare ar trebui să îndeplinească anumite condiții.

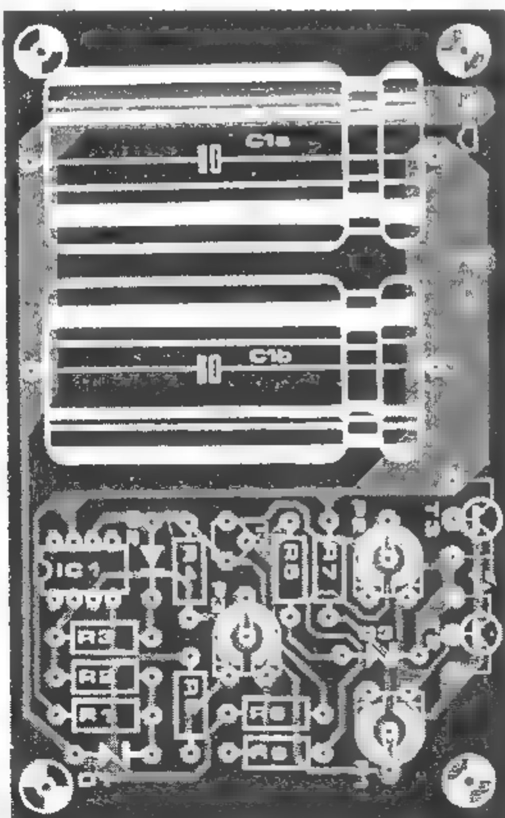
Fig. 1 prezintă caracteristica de încărcare favorabilă pentru un acumulator normal. Se pot recunoaște trei faze diferite. În faza A – B, un acumulator complet descărcat este încărcat cu un curent limitat, până când tensiunea la bornele sale atinge din nou circa 10 V. Această limitare a curentului împiedică acumulatorul să suprasolicite alimentatorul. După aceasta urmează faza C – D, în care acumulatorul este încărcat cu așa numitul curent de 5 ore. El se calculează împărțind numărul de amperi-oră

(Ah) ai acumulatorului prin 5 (ore). Dacă tensiunea acumulatorului a urcat din nou la 14,4 V, atunci începe faza E – F, în care alimentatorul furnizează un curent mai redus dar continuu

La o tensiune de 16,5 V, acumulatorul este complet încărcat, iar aparatul se deconectează.

Montajul (fig. 2) lucrează astfel: atunci când acumulatorul este descărcat (tensiune 10 V), prin D3 circulă un curent atât de mic încât T1 se blochează. Circuitul IC1 nu este comandat, astfel încât tensiunea sa la ieșire este zero. Cu aceasta, curentul bazei tranzistoarelor T2 și T3, și totodată și curentul de încărcare al acumulatorului, depind de poziția potențiometrului P1. La o tensiune a acumulatorului cuprinsă între 10 V și 14,4 V, D3 conduce, T1 de asemenea, însă ieșirea lui IC1 rămâne pe mai departe la 0 V. Acum curentul de încărcare rezultă din valorile lui P1 și P2. Dacă tensiunea crește, la rotirea lui P3, peste tensiunea Zener a lui D1, atunci, ca urmare a cuplajului prin R4, tensiunea de ieșire a lui IC1 crește la o valoare ce rezultă din tensiunea Zener a lui D1 și din tensiunea de conducție a diodei D2, care acum conduce. Cu aceasta și potențialul emitorului lui T1 este crescut; T1 trece în stare de blocare și curentul de încărcare este stabilit din nou de P1. Față de faza A – B, IC1 are acum o tensiune de ieșire mai mare, deci curentul prin P1 și, cu aceasta, și curentul de încărcare este mai mic decât în faza inițială. Prin D2 și R3 acționează acum o reacție inversă, iar la creșterea tensiunii acumulatorului, curentul de încărcare scade în continuare. Puntea redresoare B, T2 și T3 trebuie montate pe un radiator suficient de mare. În locul tranzistoarelor de putere indicate, pot fi utilizate și tipuri echivalente în carcase TO-3. De asemenea, pentru puntea redresoare sunt adecvate patru diode de putere.





Lista de componente

Rezistențe

R1 = 12 k
R2 = 10 k
R3 = 82 k
R4 = 1 M
R5, R6 = 8k2
R7 = 100 Ω
R8 = 3k9
R9 = 4k7
P1 = 100 k pot. semireglabil
P2 = 220 k pot semireglabil
P3 = 10 k pot. semireglabil

Condensatoare

C1a,b = 2 x 4700 µ / 40 V

Semiconductoare

B = B80C10000
D1 = ZD 6V8 / 400 mW
D2 = DUS
D3 = ZD 5V6 / 400 mW
T1 = TUN
T2 = BD 140
T3 = TIP 2955

Diverse

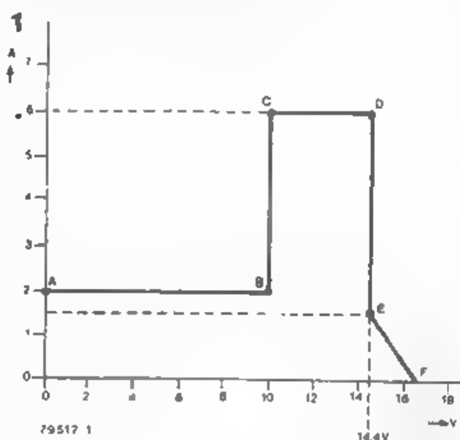
Tr = transformator rețea 16 V / 8 A
F = siguranță 0,8 A
I = instrument de măsură 10 A

Aparatul se reglează mai întâi din P3, astfel încât la o tensiune de încărcare de 14,4 V, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional să fie maximă. În continuare, cu P1, la tensiuni între 14,5 – 15 V, se reglează curentul de încărcare rezidual la valoarea de „20 de ore" (numărul de Ah împărțit la 20 de ore). După aceasta se reglează curentul nominal (curentul de 5 ore) cu P2 la o tensiune ceva mai mică (între 11 V și 14 V). Curentul de începere a încărcarii (faza A – B) depinde de curentul de încărcare rezidual și de caracteristica tranzistorului; el este cu circa 30% până la 100% mai mare decât curentul din faza E – F.

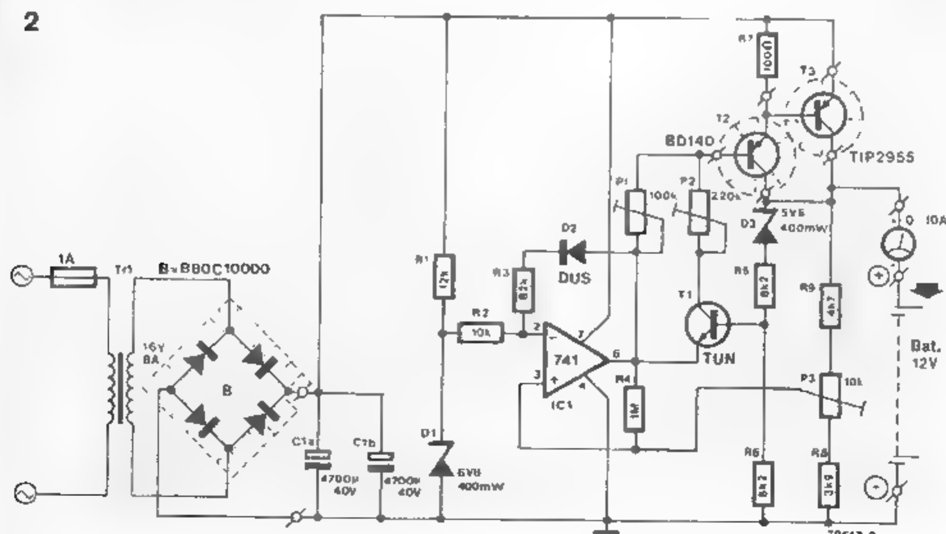
Bibliografie:

Siemens-Bauteile-Report, caiet 1, 1978

1



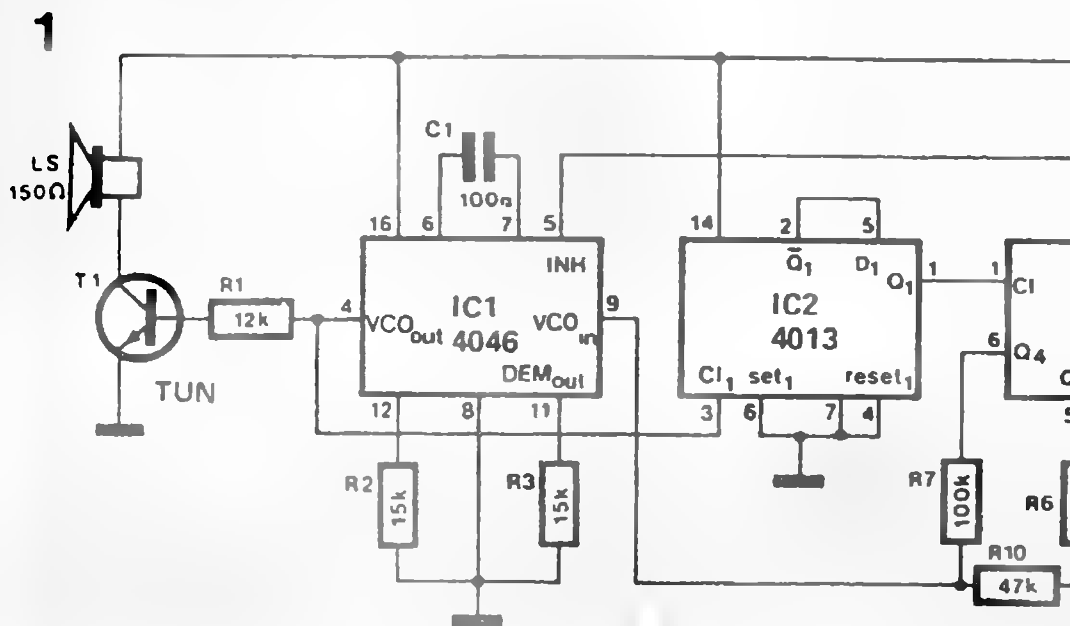
2



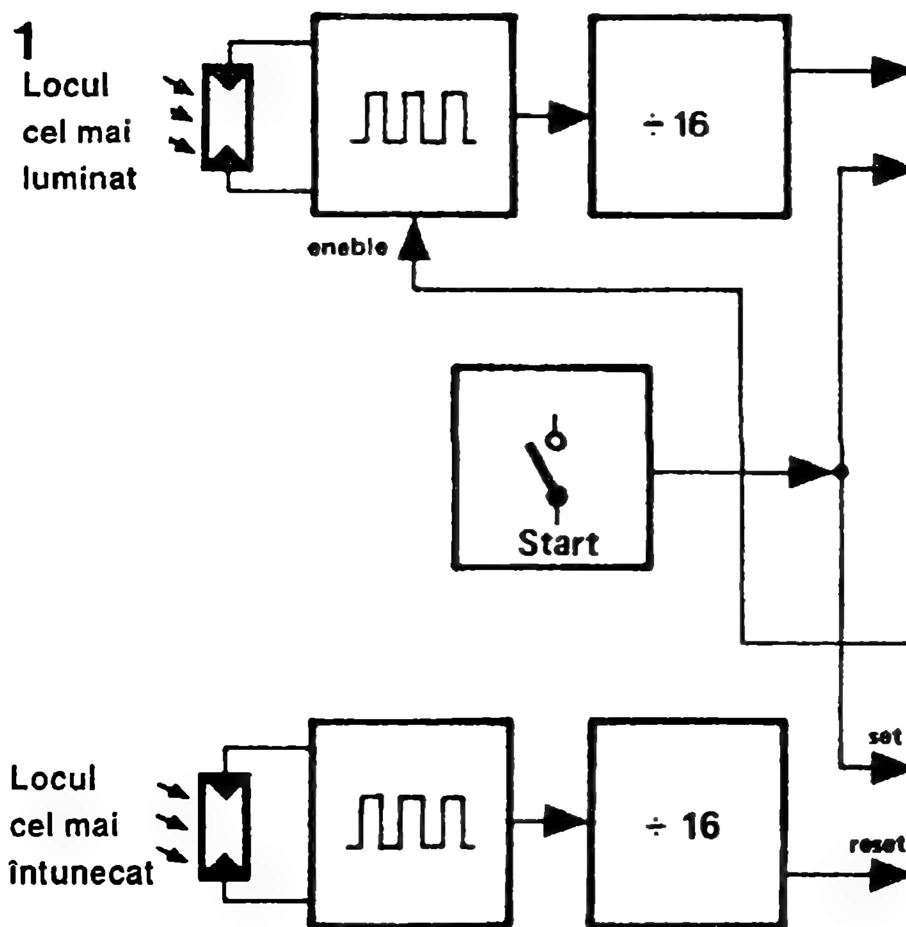
ticularitate „un montaj DKU". Indiferent dacă se apasă scurt sau lung, semnalul sună totdeauna timp de 2 secunde; acest lucru este avantajos în special când ești căutat regulat acasă de un om răbdător, care ține apăsat butonul până i se deschide.

Schema (fig. 1) arată că pe lângă cele patru circuite integrate sunt necesare doar puține componente pentru această sonerie originală. Un circuit integrat IC1 (4046) este utilizat ca oscilator liber. Frecvența sa rezultă din valorile lui R3 și C1 și este de circa 800 Hz la dimensionarea dată. Semnalul de ieșire al oscilatorului

R12
urm



luminoase și cele mai întunecate ale negativului. Dacă se formează din acest raport numeric logaritmul în baza 2, atunci se obține contrastul negativului în indici de expunere. Dacă de exemplu tonalitatea cea mai puțin întunecată a unui negativ în comparație cu cea mai întunecată lasă să treacă de 8 ori mai multă lumină, atunci negativul are un contrast de trei indici de expunere (deoarece 3 este logaritmul lui 8 în



cu aceasta de valoarea luminozității părții din negativ cu cea mai mică luminozitate. În acest mod se obține raportul frecvențelor celor două oscilatoare ca rezultat al numărării, exprimat în formă binară; acesta este totuși egal cu raportul luminozității între părțile extreme din punct de vedere al luminozității negativului.

Raportul exprimat sub formă binară trebuie acum transformat în logaritmul lui în baza doi, înainte de a putea fi afișat în indici de expunere pe afișaj. Această transformare este efectuată de convertorul ^{2}log.

Din montaj (fig. 2) reiese că oscilatoarele dreptunghiulare sunt construite cu releul de timp integrat 555; restul de circuite integrate aparțin familiei TTL LS. IC2 și IC9 sunt divizoare de frecvență cu 16. Numărătorul care furnizează numărul raport constă din IC3, IC4 și IC5. Este vorba de un numărător binar lucrând cu logică negativă care, începând cu poziția maximă a numărului, numără înapoi. De aceea, înaintea fiecărui ciclu de măsurare, numărătorul nu primește nici un impuls reset ci un impuls de inițializare. Deoarece toate intrările paralele se

găs
set
nur

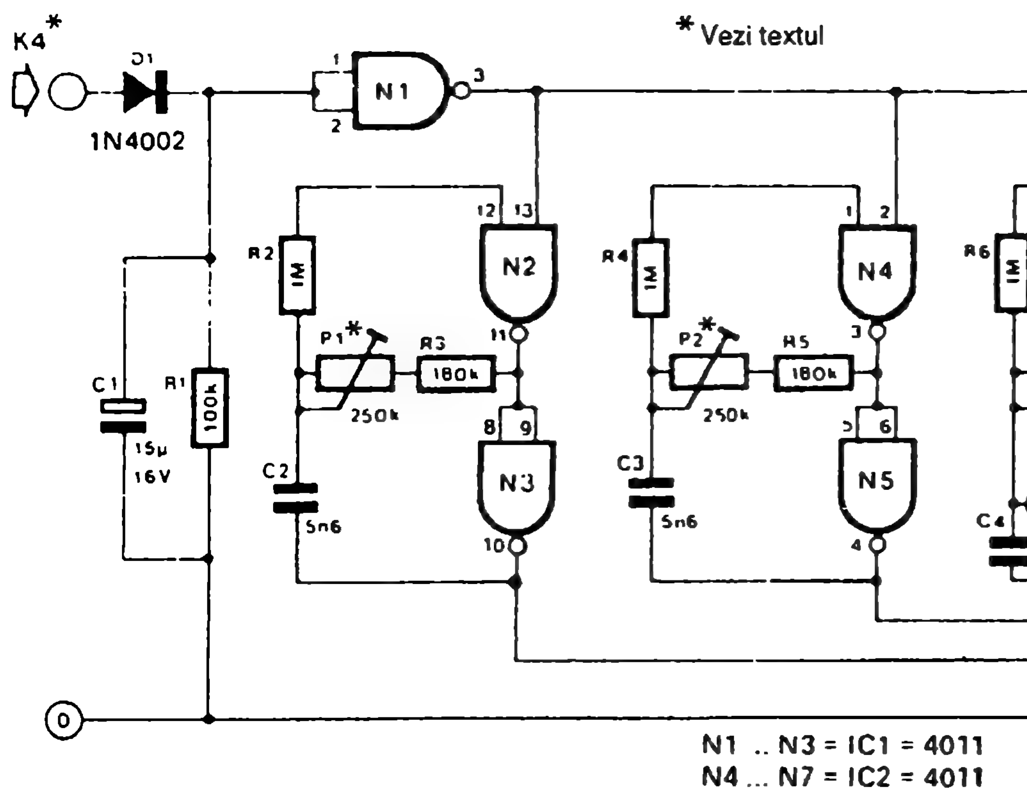
mo
ace
tivă
teg
ma
cu
mir
șire
sur
ast
Nu
log
cru

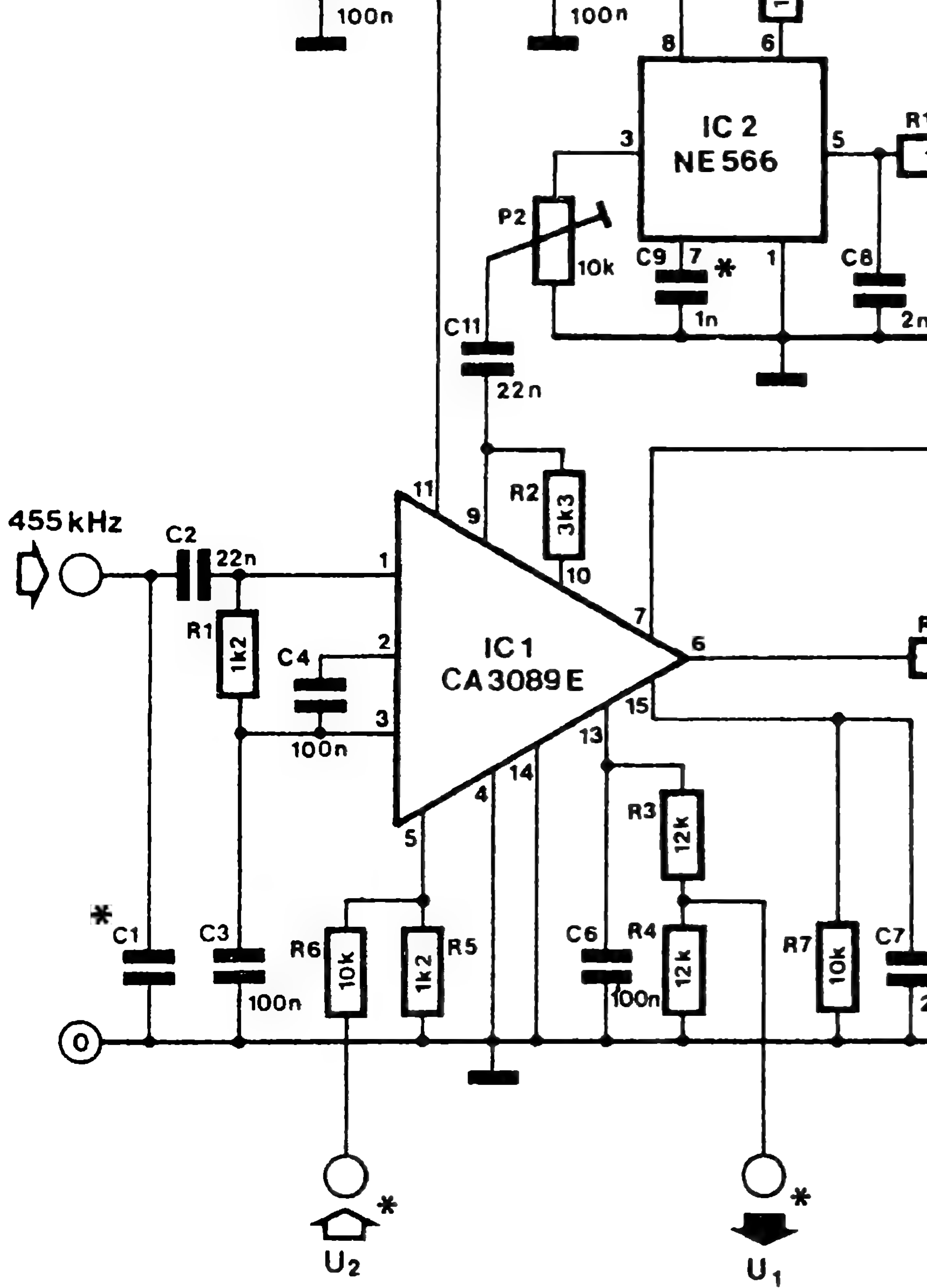
exis
lui
logi
IC6
cea
sal

său; cu puțin ghinion însă rămâne în aer și zboară mai departe pentru a se pierde pentru totdeauna. Acest montaj exclude această ultimă posibilitate, permițând un zbor lin, astfel încât în multe cazuri poate fi evitată chiar și aterizarea forțată.

Montajul lucrează la căderea tensiunii de ieșire a receptorului. Atunci când emițătorul și receptorul lucrează corect, impulsurile de comandă recepționate determină deviația servo-meca-

care
poz
lăți
este
lele
ca s
K1,
lega
cât





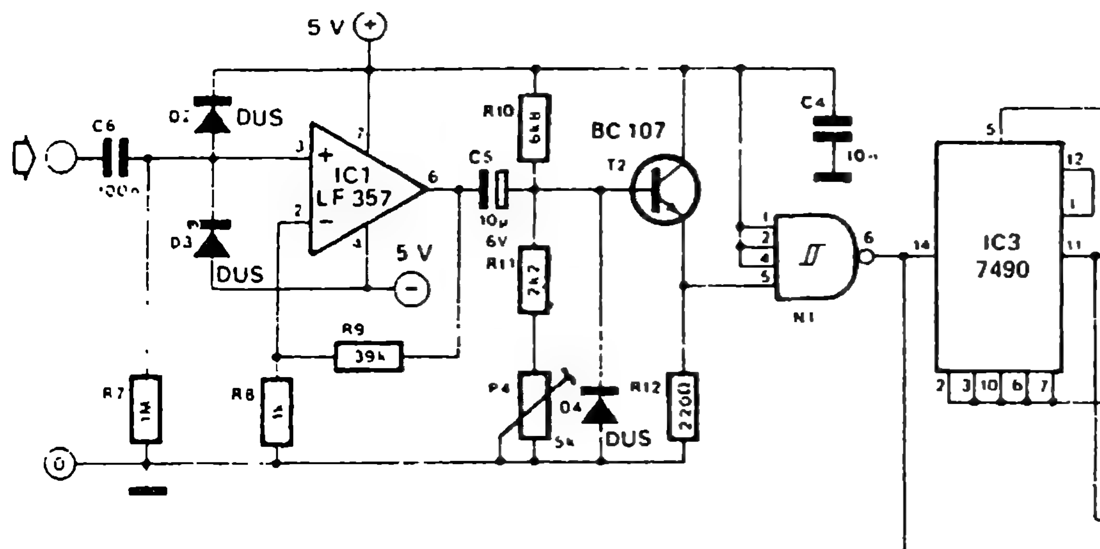
100n
100n
8
6
IC 2
NE566
3
5
R1
P2
10k
C9
7
1
C8
1n
2n
C11
22n
11
9
R2
3k3
10
455 kHz
C2
22n
1
R1
1k2
C4
2
IC 1
CA3089E
7
6
3
100n
15
13
14
4
5
R3
12k
C1
C3
R6
R5
C6
R4
R7
C7
100n
10k
1k2
100n
12k
10k
0
U2
U1

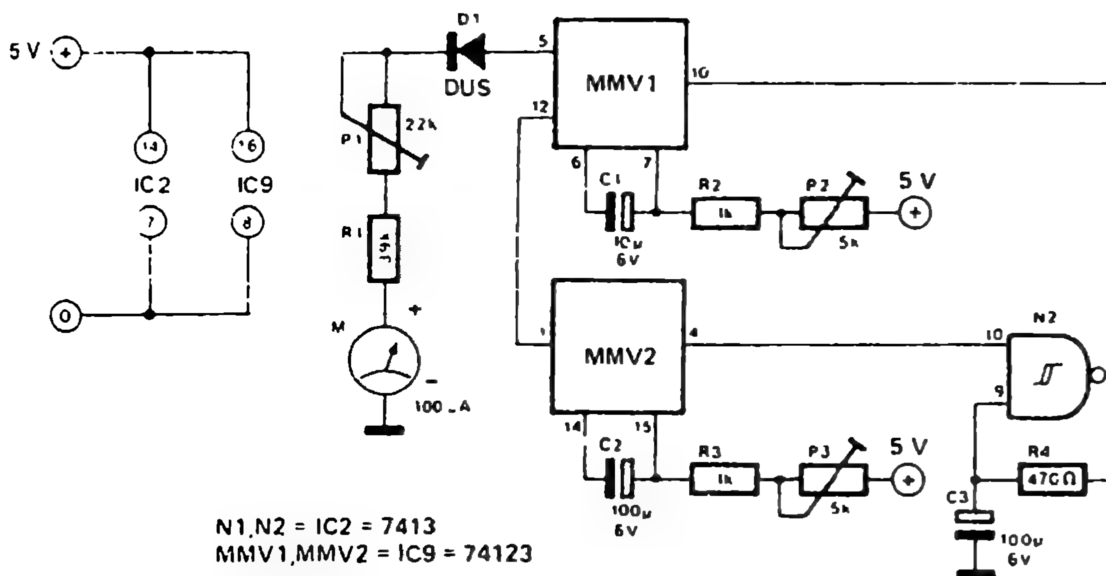
153 Frecvențmetru analogic

Aparatul prezintă ca particularitate un indicator analogic. El are șase domenii de măsurare

(10

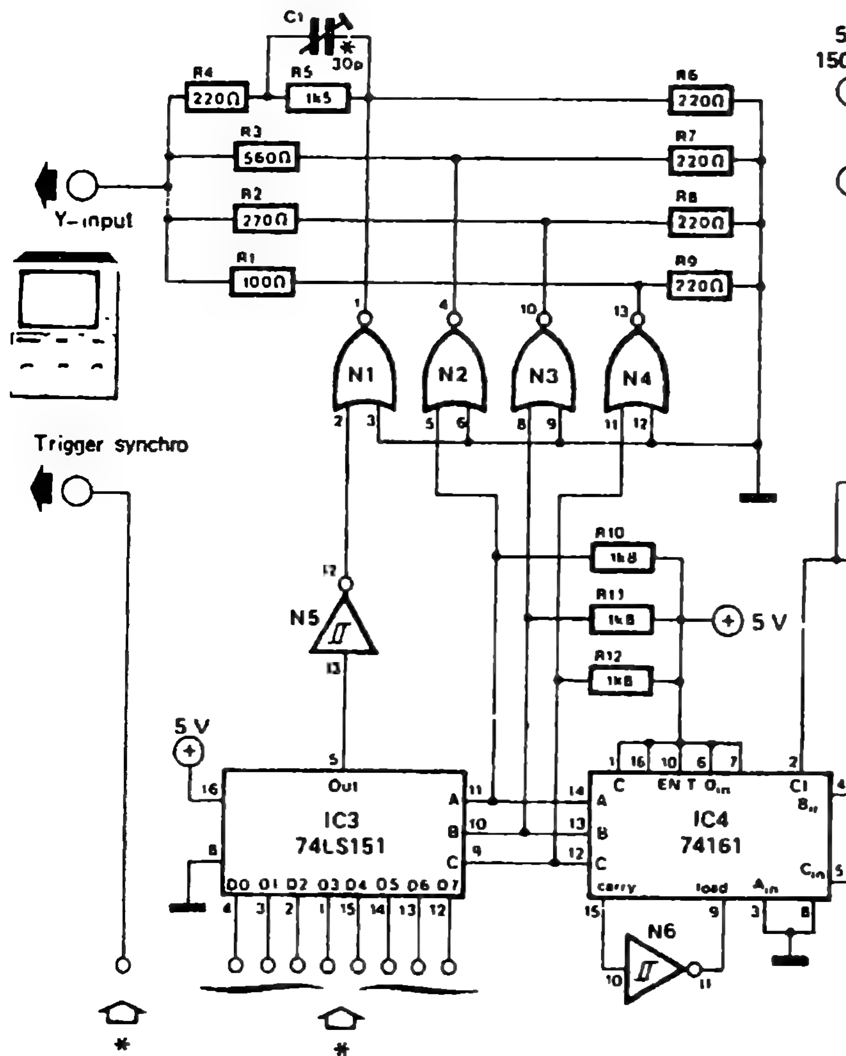
10





154 Analizor logic

Cu toate că sub denumirea de „analizor logic" se înțelege de cele mai multe ori un alt tip de aparat, montajului de față i s-a dat ace
poa
gice



poate avea utilizări multiple, de la număr de casă până la o atenționare cu privire la centura de siguranță.

Montajul pare destul de simplu: el conține un circuit integrat (LM3909) și un condensator. Pentru alimentare poate fi utilizată o baterie celulară tip buton. Autorul recomandă utilizarea unui lanț de LED-uri sau un indicator cu șapte segmente. Totul poate fi introdus într-o carcasă foarte mică. Lanțul de LED-uri ar putea fi înglobat în rășină.

În final ar mai fi de menționat că în această

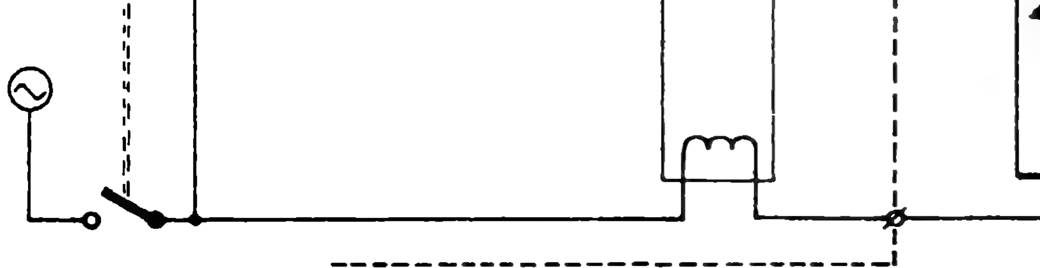
apli
dar

156 *Starter electronic pentru lă*

Un dezavantaj al lămpilor cu fluorescență, față de lămpile cu incandescență, este pâlpâitul neplăcut după conectare. Acesta apare deoarece gazul din tuburi încă nu a atins temperatura la care este complet ionizat. În momentul în care starterul întrerupe curentul în drosel, apar vârfuri de tensiune care contribuie de asemenea la pâlpâitul lămpii. Montajul prezintă o posibilitate prin care o lampă cu fluorescență

poa

sun
con
riza
apo
cân
nar
apri



selul L1 este întrerupt la atingerea valorii sale maxime. Acest moment este stabilit de T1 și T2. Impulsul furnizat de etajul de comutare T1 și T2 triggerează multivibratorul bistabil N2/N3, care la rândul său deconectează tranzistorul T5 prin T3/T4. Tensiunea de inducție care ia naștere în bobină aprinde lampa cu fluorescență deja preîncălzită.

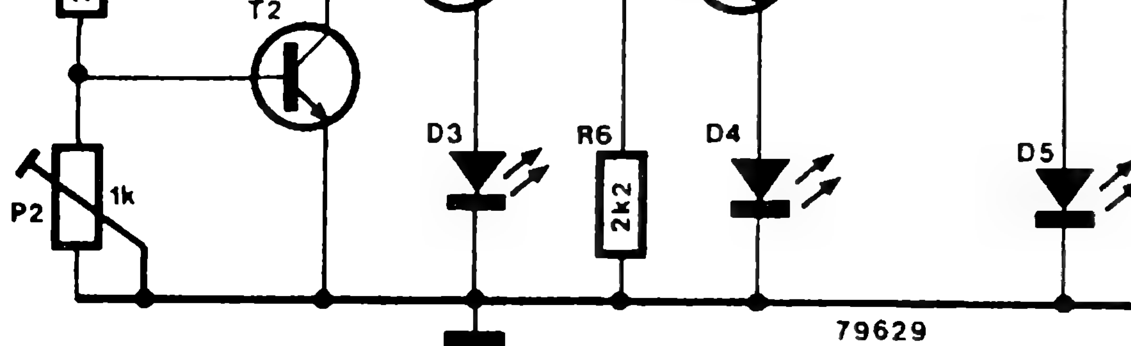
Circuitul RC R5/C3 are rolul de a seta automat multivibratorul bistabil după comutarea tensiunii de alimentare. Tensiunea și curentul prin drosel sunt defazate cu 90° (curentul suc-

cec
de
cor
ma
ză
loc
P1
est
de
voi

157 *Supraveghetor de tensiune*

Acest montaj simplu ne dă, cu ajutorul a trei LED-uri, informații privind tensiunea unui acumulator la bordul unui autoturism. Indicația

ne
jos
mul

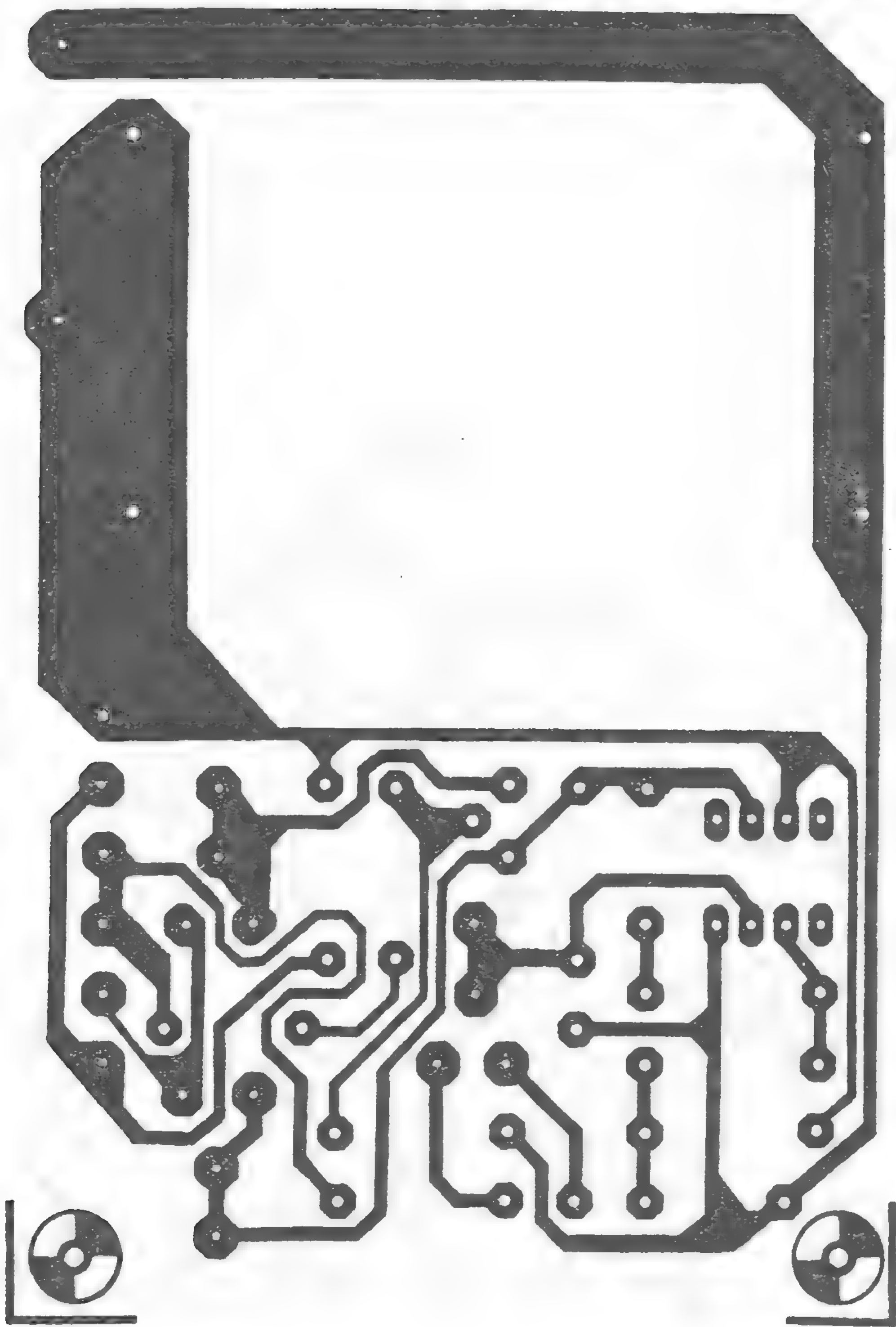


rece părțile montajului se influențează reciproc. Eventual se poate ca, după reglare, potențiometrele să fie înlocuite cu rezistențe fixe (cu peliculă metalică).

158 *Alimentator automat pentru*

După cum se vede, încărcarea unui acumulator cu plumb este un lucru simplu. Afirmația este valabilă atunci când nu se ridică pretenții asupra duratei de viață a acestuia. Dacă nu se dorește neapărat scurtarea acesteia, atunci procesul de încărcare ar trebui să îndeplinească anumite condiții.

Fig. 1 prezintă caracteristica de încărcare favorabilă pentru un acumulator normal. Se pot


79517

T2 = BD 140

T3 = TIP 2955

Diverse

Tr = transformator rețea 16 V / 8 A

F = siguranță 0,8 A

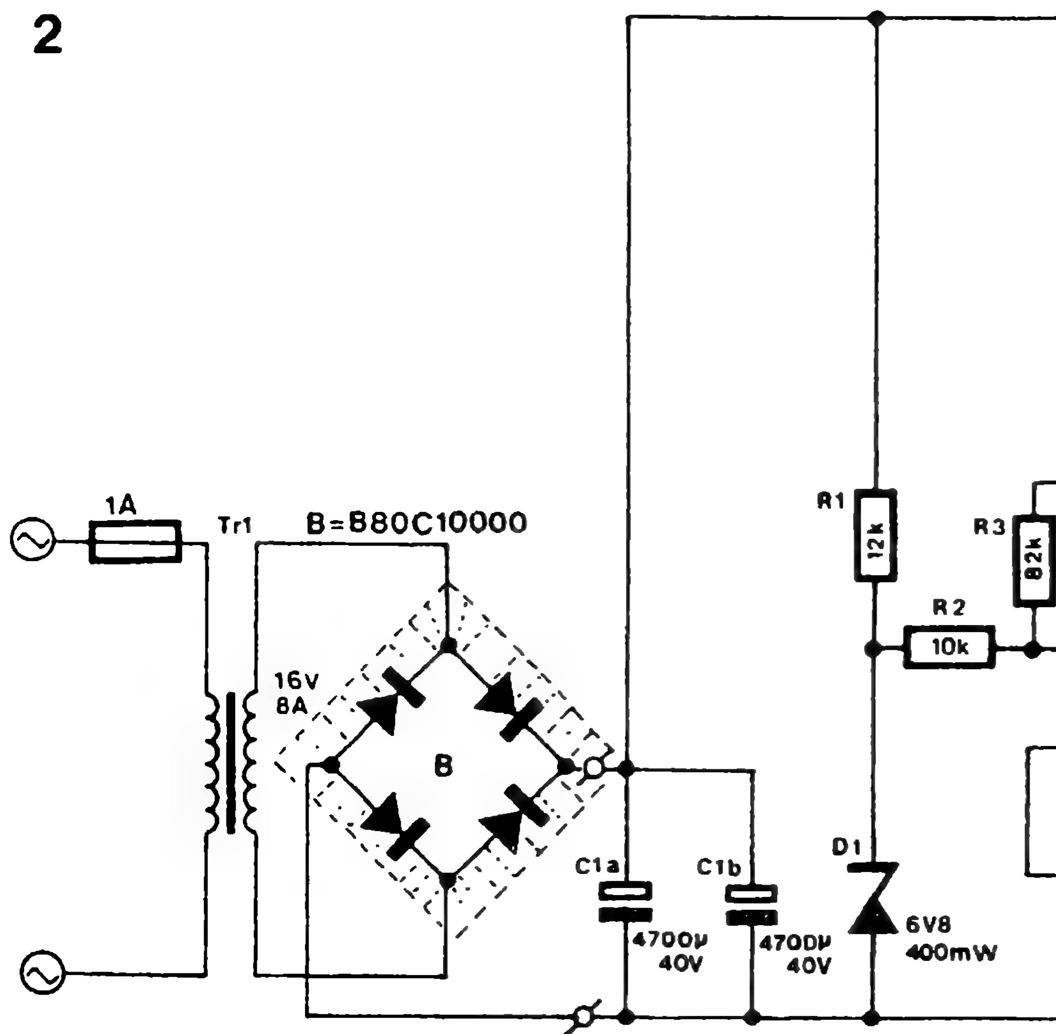
I = instrument de măsură 10 A

3-

2-

1-

0-



Lista de componente

Rezistențe

R1, R2, R8, R11, R12 = 68 k

R3, R5 = 10 k

R4, R6 = 1 M

R7, R10 = 6k8

R9, R13 = 1 k

R14, R15, R16 = 100 k

P1, P2, P3 = 1 M pot. semireglabil

Condensatoare

C1 = 100 n

C2, C3 = 820 n

Diverse

Releu 12 V / 50 mA, 2 x unu

C4,

C5

C6

C7

Sem

D1,

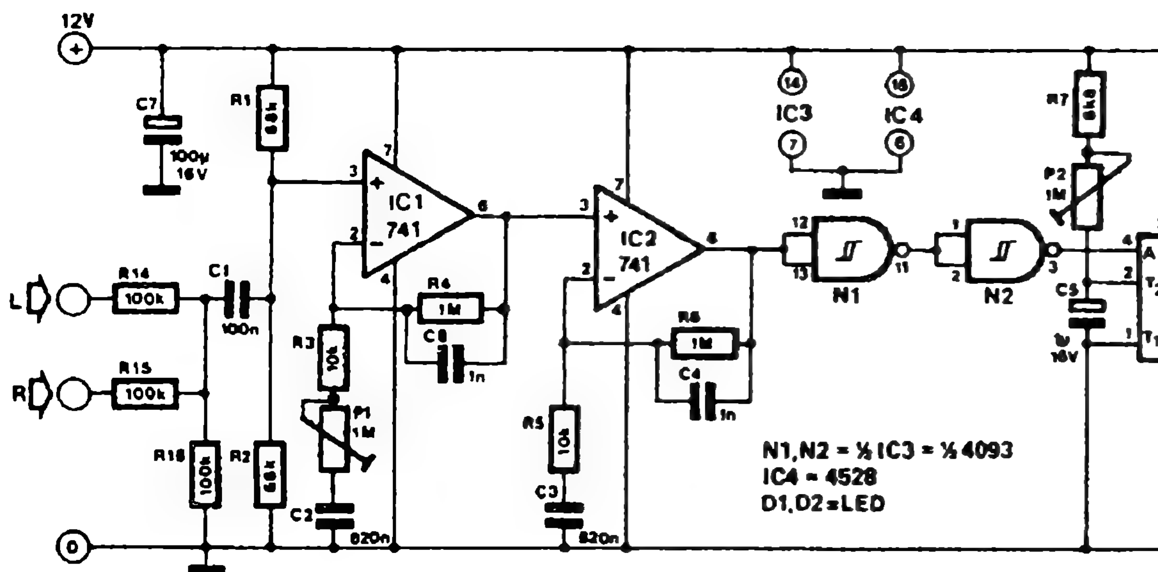
D3

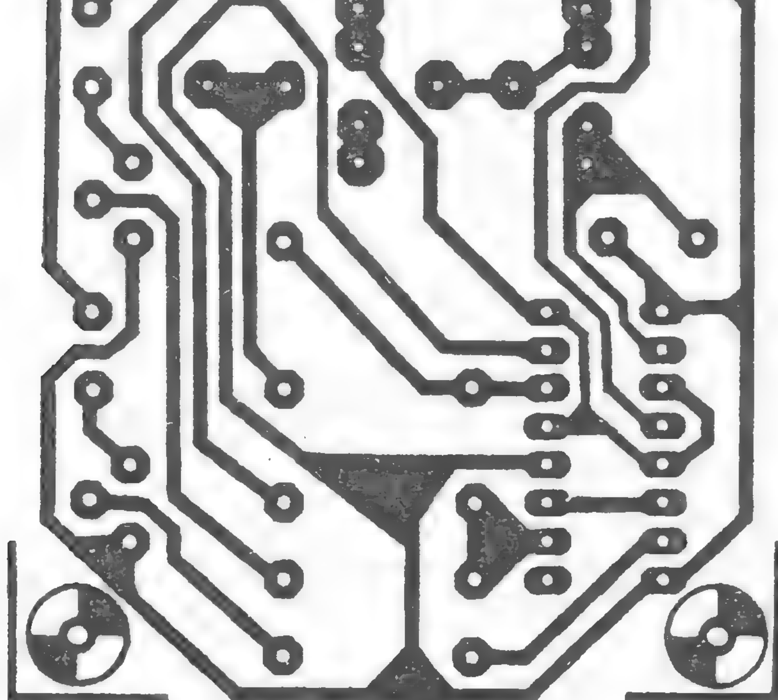
IC1,

IC3

IC4

T1,





160 *Aparat de măsură a coeficie*

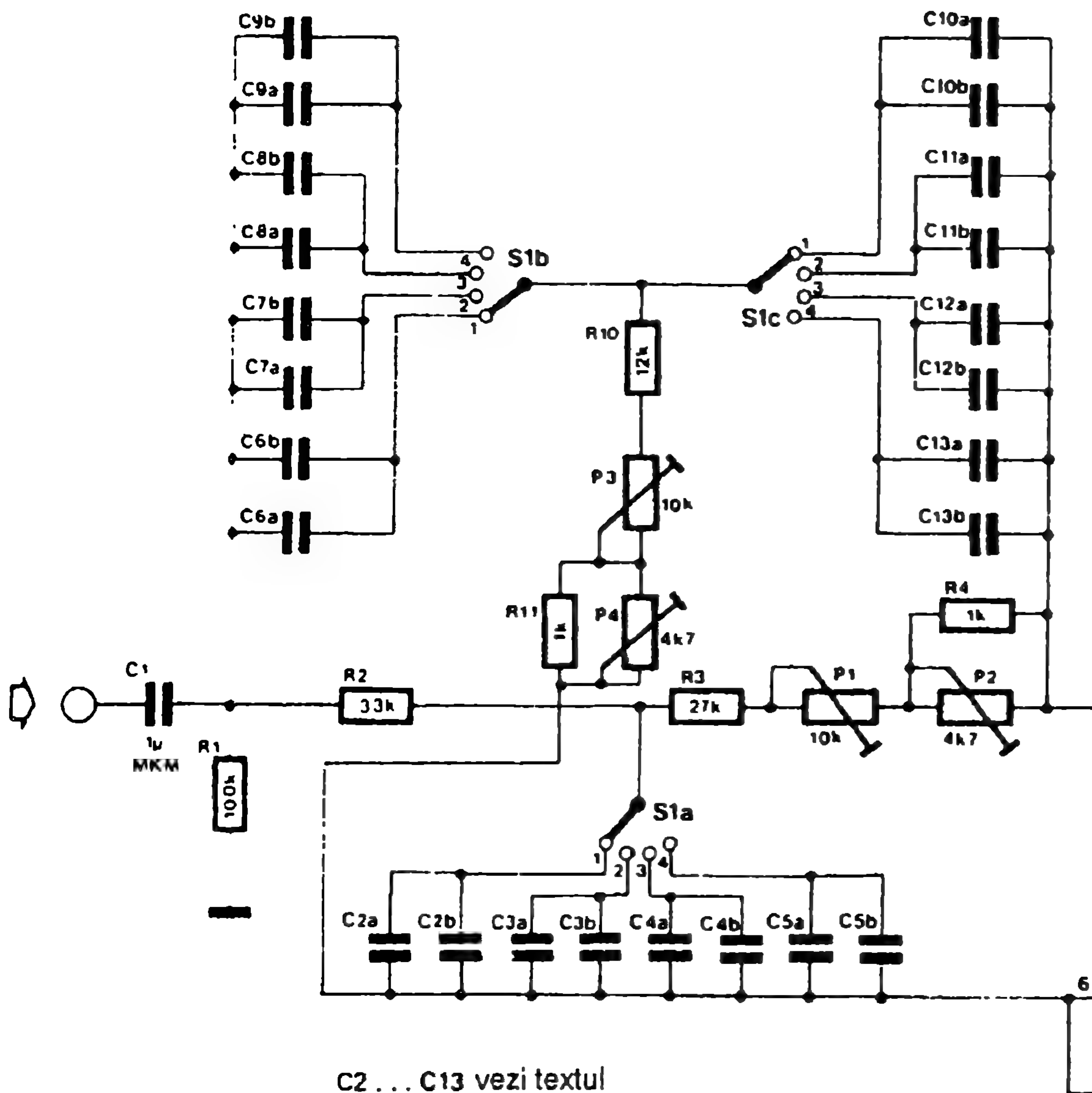
La acest montaj este vorba de o modernizare și o dezvoltare a montajului 67 din revistele din 1977; au fost utilizate amplificatoare operaționale cu intrări J FET în loc de tranzistoare și patru domenii de frecvență comutabile în locul celor programate. În rest însă, principiul și modul de lucru al montajului rămân neschimbate: un circuit în dublu T („bootstrap"-at),

car
o s
pot
ieși
fica

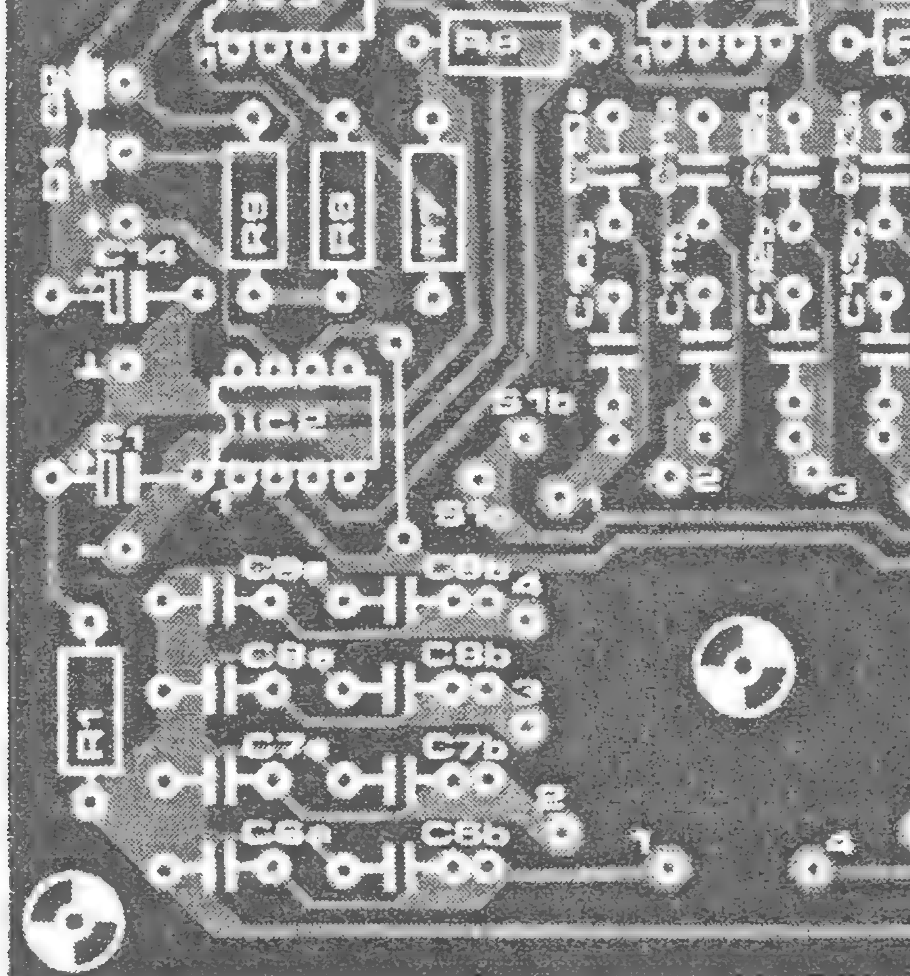
R1
cesa

U_{ESS}

$$k = 100 \cdot \frac{U_{D2SS}}{U_{ESS}} \%$$



C2 . . . C13 vezi textul

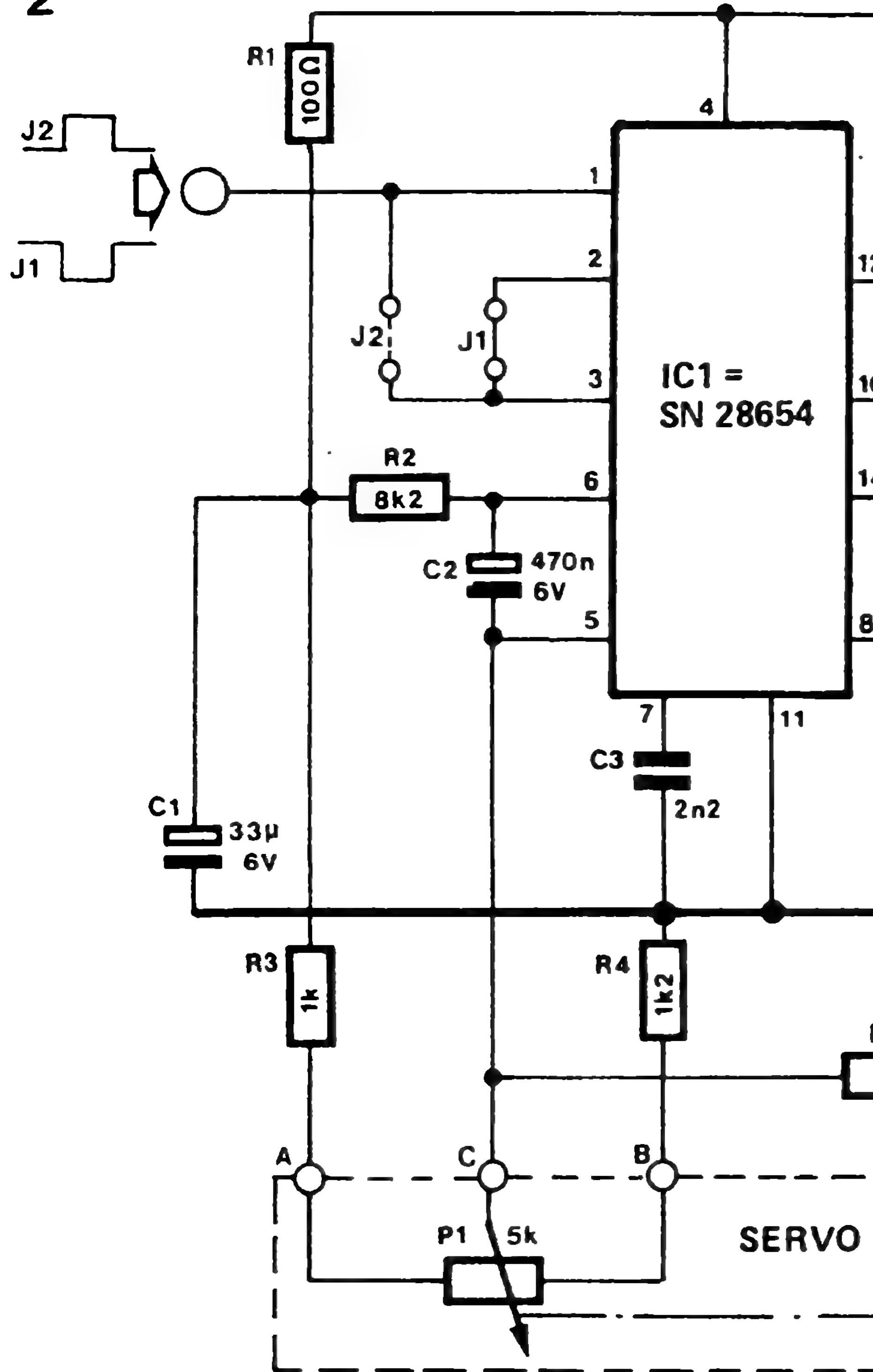


161 *Servo-amplificator*

Cu ajutorul circuitului integrat SN 28654 (Texas Instruments) se poate construi, cu doar puține componente exterioare, un servo-amplificator valoros. Acest circuit integrat conține un

der
de
ser

2



R1
100Ω
J2
J1
1
2
3
4
6
5
7
11
J2
J1
IC1 =
SN 28654
R2
8k2
C2
470n
6V
C3
2n2
C1
33µ
6V
R3
1k
R4
1k2
A
C
B
P1
5k
SERVO

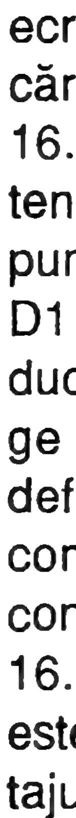
nouă (vezi Elektor, aprilie 1977, 4 - 45), face din el un ajutor prețios în laboratorul digital. Cu un număr redus de componente constructive, se oferă posibilitatea vizualizării pe un osciloscop a stării logice („0" și „1") a 16 semnale diferite.

Aparatul lucrează după principiul următor: dacă la intrarea Y a unui osciloscop există o tensiune sinusoidală, atunci pe ecran se observă, bineînțeles, o curbă sinusoidală. Osciloscopul produce o tensiune în dinte de ferăstrău care preia deviația spotului pe direcția orizontală; în timp ce mișcarea verticală în sus și în jos corespunde tensiunii sinusoidale de la intrarea Y, tensiunea în dinți de ferăstrău mișcă concomitent spotul de la stânga la dreapta. Dacă această tensiune în dinte de ferăstrău lipsește, atunci spotul rămâne de cele mai multe ori în mijlocul ecranului și execută doar o mișcare pe axa Y, fiind vizibilă deci, doar o linie verticală.

Dacă se conectează o tensiune continuă la intrarea X (bază de timp externă), atunci se poate realiza o asemenea linie în orice loc de pe ecran. Dacă se aplică în plus la intrarea X o tensiune sinusoidală care are aceeași frecvență ca și tensiunea la intrarea Y și care este doar

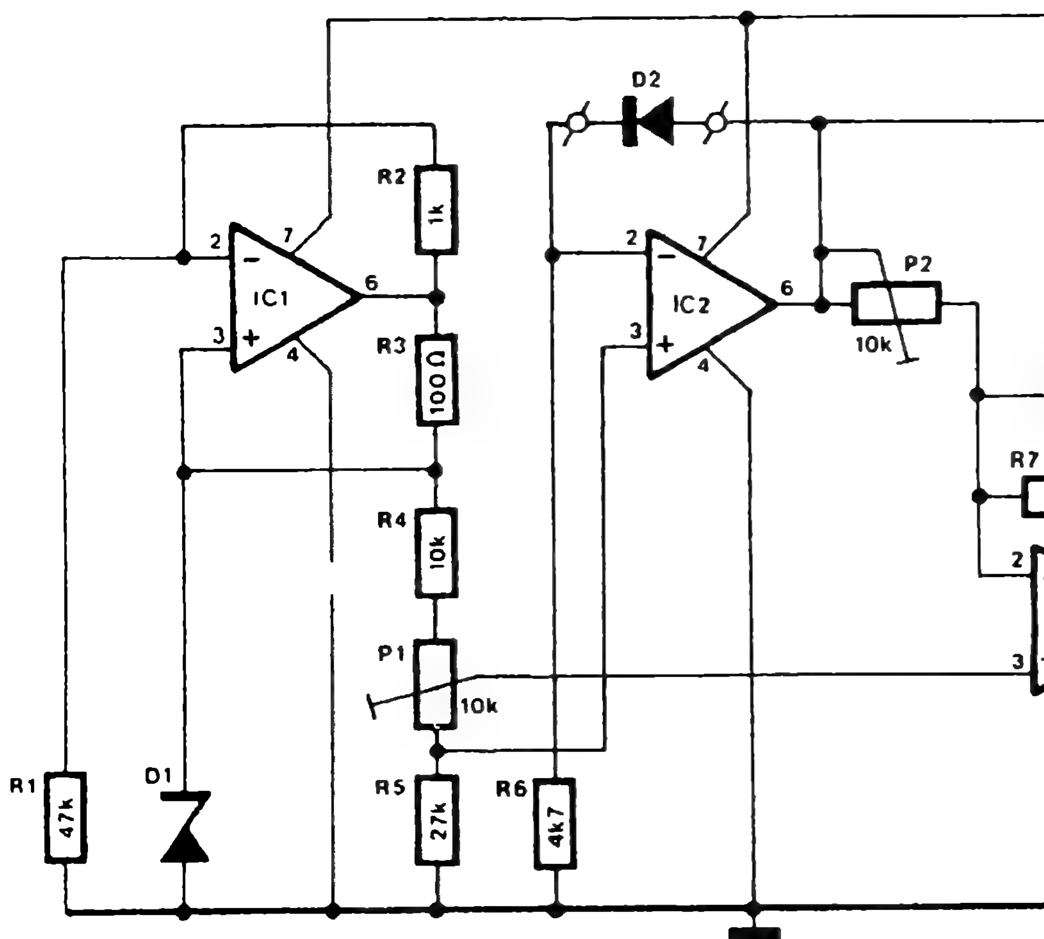
care generează în cod binar numerele 0 ... 15 la intrările A ... D ale lui IC1. Dacă numărul binar este 0, atunci IC1 conectează invers intrarea (E_{O1} – pin 8) la ieșirea W. Dacă numărul binar este 1, atunci apare și semnalul de la intrarea 2 la pin 10, ș.a.m.d. până la 15. Dacă semnalul existent la intrare este 1 logic, atunci pinul 10 este „0" logic. Ieșirea lui N6 se găsește atunci în starea „1" logic, iar punctul comun R5/R6 este pus la masă prin D1. Tensiunea la ieșirea X este determinată astfel numai de starea divizorului cu 16.

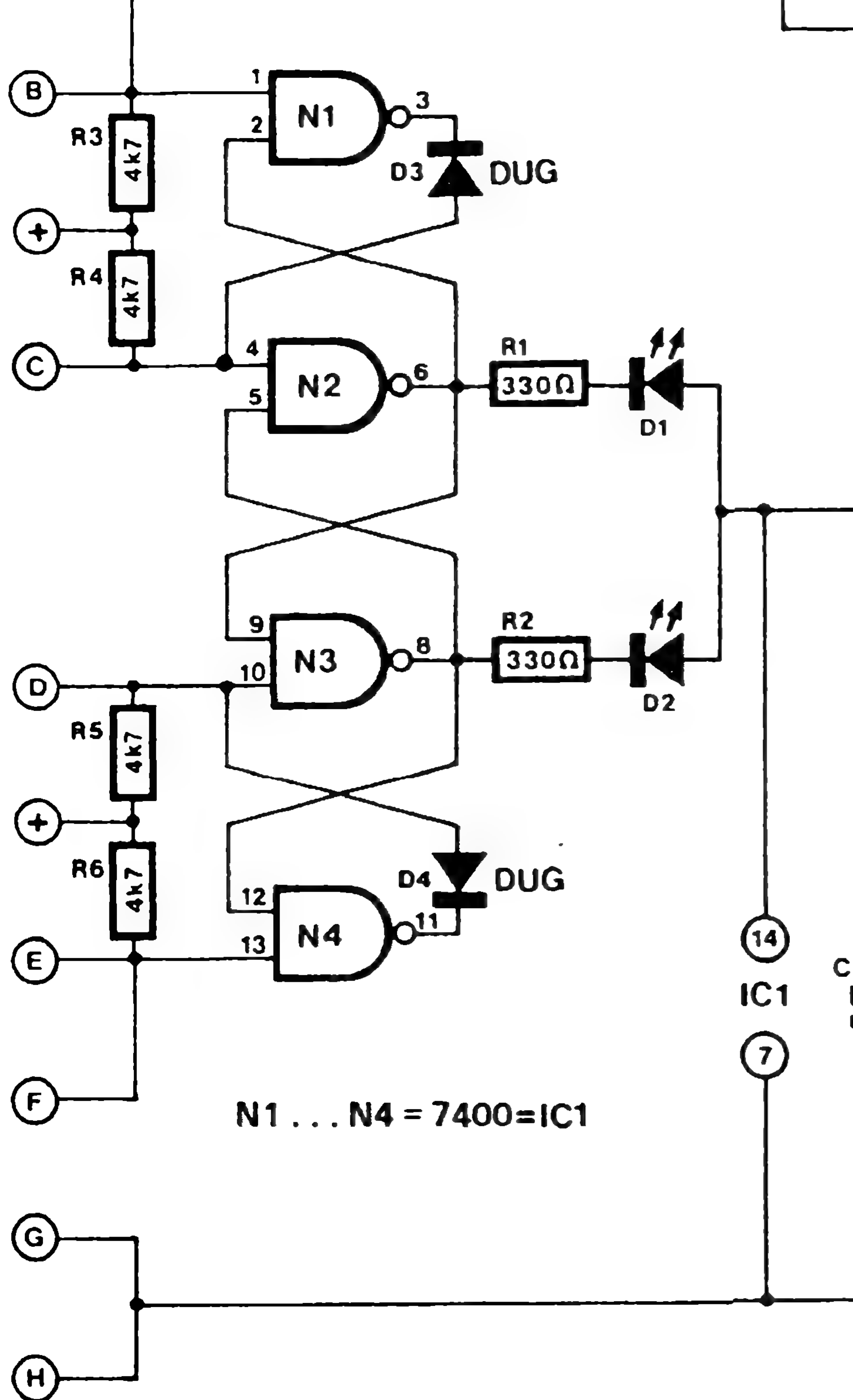
T1 este conectat ca oscilator. El furnizează prin R7 o tensiune sinusoidală la ieșirea Y. Pe



integrat IC2 constituie o sursă de curent constant în a cărui ramură de reacție negativă se găsește dioda senzor D2. La o variație a temperaturii diodei, creșterea de tensiune la ieșirea lui IC2 este de circa –2 mV/°C. Această tensiune de ieșire ajunge la amplificatorul IC3 și, de aici, la aparatul de măsură.

Pentru etalonare se utilizează potențiometrele P1 și P2. Cu P1 se reglează aparatul de măsură la zero pentru temperatura de măsurat




B
C
D
E
F
G
H
+
+
R3
4k7
R4
4k7
R5
4k7
R6
4k7
N1
N2
N3
N4
1
2
3
4
5
6
8
9
10
11
12
13
D3
DUG
D4
DUG
R1
330Ω
R2
330Ω
D1
D2
14
IC1
7
N1 . . . N4 = 7400=IC1

sunt acționate de mai mulți magneți permanenți fixați pe roată. Fig. 1 prezintă amplasarea contactelor Reed și a magneților.

Față de celălalt montaj, în acest caz viteza este măsurată și afișată digital. Prin aceasta, nu numai că se mărește anduranța mecanică, dar și citirea se poate face mai repede și mai ușor pe un display, față de un instrument cu ac indicator. Necesarul de curent rămâne redus, deoarece tensiunea de alimentare este conectată doar în timpul măsurării (cu S2).

Montajul tahometrului (fig. 2) lucrează după un principiu simplu: impulsurile produse de contactele releului Reed sunt numărate într-un anumit interval de timp; starea atinsă de numărător este afișată pe display. Pentru numărarea impulsurilor, decodificarea stării numărătorului și comanda celor două afișaje cu șapte segmente sunt necesare doar două circuite integrate 4026 (IC1, IC2). Multivibratorul bistabil RS N3/N4 servește la preluarea impulsurilor de la contactele Reed S1a și S1b. Aceste impulsuri ajung la intrarea numărătorului prin poarta N7. Multivibratorul astabil N5/N6 stabilește durata intervalului de măsură; această durată poate fi reglată cu P1, astfel încât taho-

N2 comută tensiunea de alimentare a lui IC4 (N5 ... N7) abia după impulsul de resetare.

Deoarece, în cazul utilizării bateriilor, nu este posibilă o indicație continuă a vitezei din cauza consumului mare de curent al displayului cu LED-uri, tahometrul lucrează doar la apăsarea butonului. De fiecare dată când se acționează S2, se obține o indicație asupra vitezei momentane. Prin aceasta se simplifică montajul,

dec
aut

în p
să
trel
Re
tah
apa

166 *Aparat de măsurare a nivel*

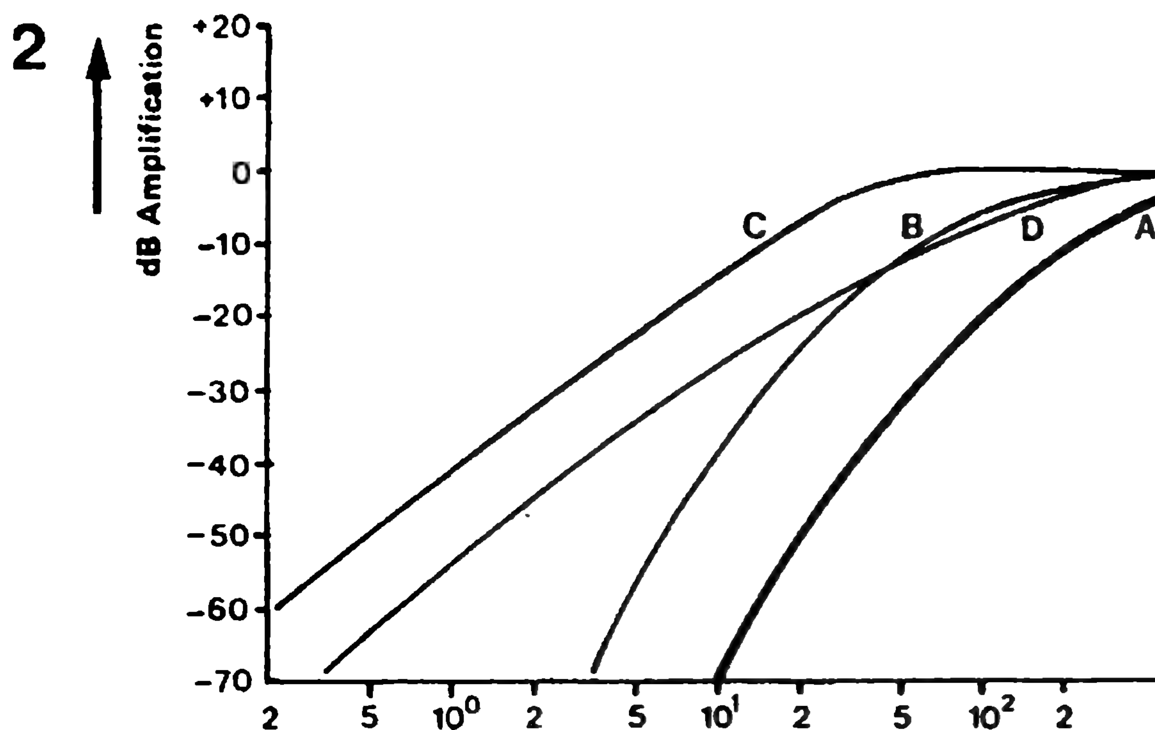
Un astfel de aparat își poate găsi o întrebuințare, de exemplu, la controlul intensității sunetului unei înregistrări sau într-o discotecă. Aparatul prezentat aici a fost conceput inițial pentru a măsura zgomotul unei căi ferate în miniatură. El are cinci domenii de măsură cuprinse între 70 și 120 dB; precizia de citire este de 0,5 dB. Prototipul are o eroare de măsură

de
Per
mic
R2.
cu
de
de
car

Diodele D1 ... D4 redresează tensiunea alternativă la ieșirea amplificatorului operațional și alimentează instrumentul indicator prin rezistența R9. Deoarece redresorul se găsește în ramura de reacție negativă a amplificatorului, indicația rămâne liniară pe întreg domeniul. Pentru protejarea instrumentului contra tensiunilor prea mari, a fost introdusă dioda D5; ea limitează tensiunea de ieșire a redresorului, atunci când sursa de zgomot este prea puter-

de f
sato

de
face
și r
rare
o s
+10



un potențial mai ridicat decât intrarea inversoare. Prin aceasta tensiunea sa crește, iar releul anclanșează prin T1 și T2. Contactul S1 al acestuia întrerupe curentul de încărcare. În acest caz LED-ul D3 luminează.

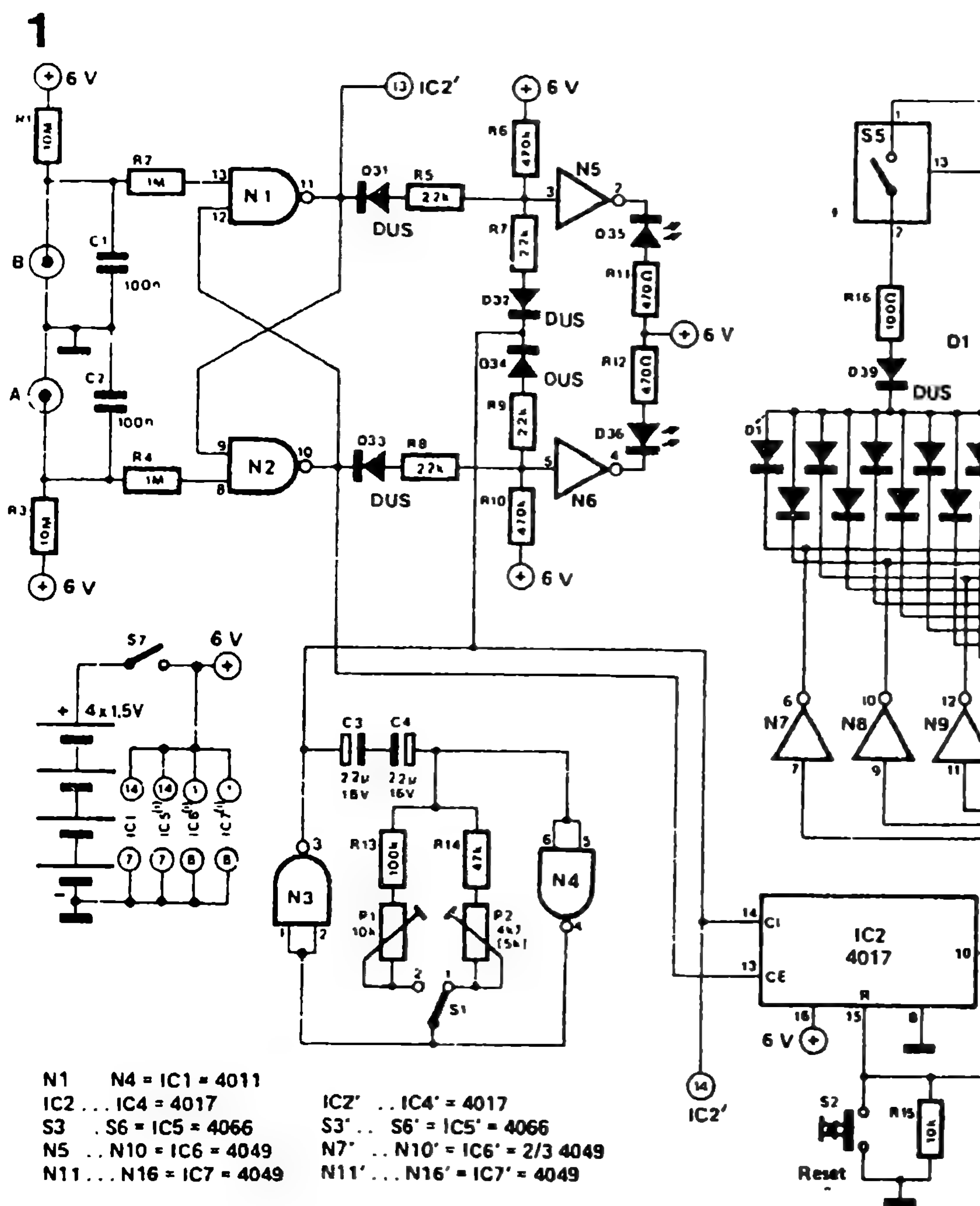
Pentru a se evita ca, la oscilații mici ale tensiunii acumulatorului, releul să conecteze și să deconecteze într-o succesiune rapidă, comparatorul are un histerezis produs prin reacția pozitivă realizată cu R5 și P2. O parte a tensiunii de ieșire ajunge astfel la intrarea neinversoare a comparatorului. Cu ajutorul lui P2 se poate modifica histerezisul, adică se poate stabili valoarea minimă a tensiunii acumulatorului la care curentul de încărcare este reconectat.

surs
con
Ace
teșt
tul c
regl
încâ
se
buie

încă
mut
circ
alim
buie

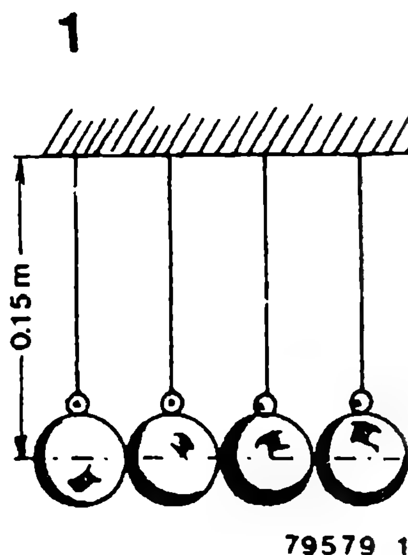
respectiv. Contorul jucătorului A este pornit prin atingerea senzorului B de către jucătorul

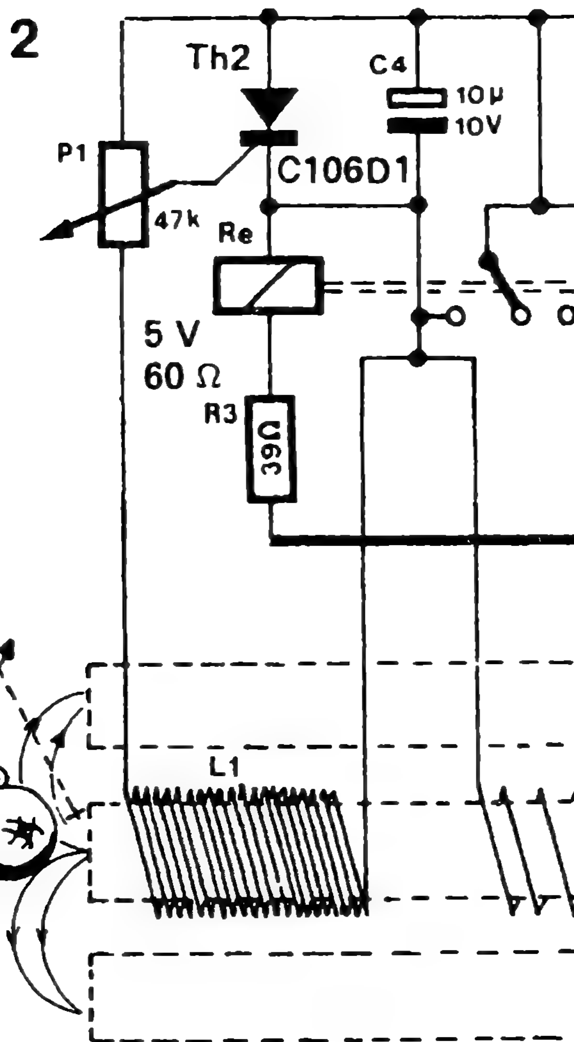
la ș
ven

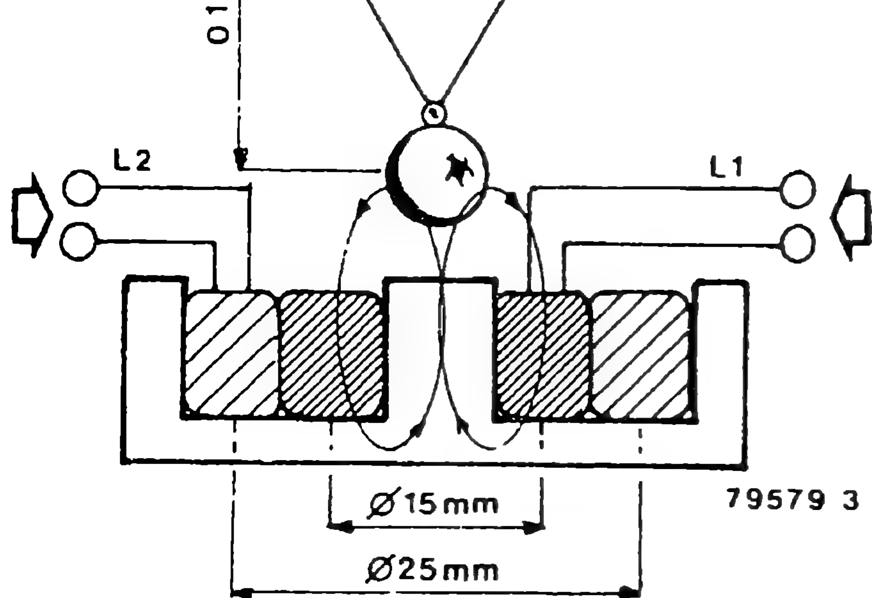


Montajul este o anexă pentru cunoscuta jucărie decorativă cu bile suspendate (fig. 1); aceasta poate fi întâlnită în aproape orice magazin de cadouri. Una dintre bilele din capătul șirului de cinci (de obicei) bile pune jocul în mișcare. Pentru aceasta, i se imprimă

o m
așa
efe
dul
cen
de







ca
cur
cur
se
Fig
sist
per
10.(
230
forr

170 *Comutator de intervale con*

La comutatoarele de intervale pentru ștergătoarele de parbriz obișnuite, frecvența de ștergere este independentă de viteza autovehiculului. Dacă acesta merge mai repede, numărul stropilor de ploaie ce lovesc parbrizul crește, iar intervalele dintre ștergeri ar trebui să fie mai mici. Se poate realiza un montaj care să reacționeze corespunzător la schimbările de viteză prin conectarea la tahometru. Aseme-

nea
mai
con
der
rare

rup
la i
lato

fiecare impuls tranzistorul T2 conduce pentru puțin timp, astfel încât releul ștergătorului anclanșează, iar ștergătorul execută o mișcare de du-te - vino. Dacă se conectează printr-un

171 *Cheie optică*

Cheia optică servește la deschiderea unor uși cu ajutorul radiațiilor infraroșii (IR). Este aproape imposibilă copierea cheii de către persoane neautorizate pentru a deschide ușile interzise.

Fig. 1 prezintă emițătorul în infraroșii (IR). Un multivibrator astabil construit cu porțile NAND N1 ... N3 produce frecvența modulatoare pentru dioda emițătorului D1. Frecvența poate fi reglată cu potențiometrul semireglabil P1.

Receptorul IR este prezentat în fig. 2. Un semnal apărut pe fototranzistorul T1 este amplificat de amplificatorul operațional IC1. Circuitul oscilant (L1/C1) este reglat pe circa 23 kHz și filtrează, din banda de frecvențe mai largă, semnalele de 23 kHz. Semnalul filtrat este redresat de dioda D1 și condus la circuitul inte-

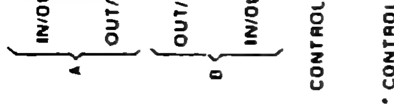
de
tor

mare, ieșirea triggerului Schmitt (punctul 1) este în starea „1” logic la fiecare semnal a cărui amplitudine este ≥2,4 V.

Dacă punctul 1 se află la un potențial ridicat, atunci un front pozitiv declanșează în punctul 2 procesul de deschidere. Frontul pozitiv este transmis la intrarea multivibratorului monostabil 1 prin poarta N2/N1. Deoarece însă multivibratorul monostabil MVM1 triggerează cu frontul negativ, starea la ieșire rămâne stabilă, adică ieșirea 6 rămâne în starea „0” logic. Frontul pozitiv din punctul 2 ajunge, de asemenea, la intrarea trigger a lui MVM2. MVM2 triggerează cu frontul pozitiv, astfel încât etajul Darlington T3/T4 conectează releul. În perioada de temporizare a lui MVM2 zăvorârea ușii este suspendată. Dacă frecvența modulatoare a emițătorului IR

172 *Comutator secvențial*

Acest montaj realizează o formă a curbei corespunzătoare pentru 10 note și totuși este construit foarte simplu. Pentru a putea comanda un sintetizator, sunt necesare două semnale:



Tensiunile VCO sunt realizate astfel: un oscilator construit cu N1, N2 și N3 comandă un numărător zecimal (IC1). Ieșirile acestui numărător sunt legate fiecare cu un comutator analogic, așa cum se arată în fig. 2. Tensiunea de intrare corespunzătoare este reglată cu un potențiometru. Toate ieșirile comutatorului sunt conectate împreună, astfel încât în punctul respectiv există o „compoziție" din zece valori discrete de tensiune. Frecvența acestui semnal poate fi reglată cu ajutorul lui P1. Impulsul „poartă" pentru ADSR este derivat din semnalul de tact. Deoarece fiecare sintetizator necesită

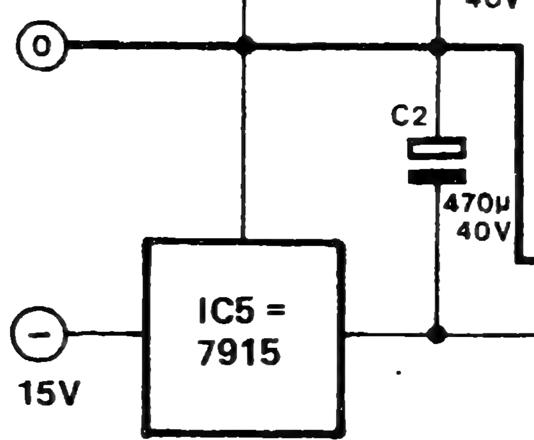
imp
loc)

bin
exe
la i
cur
Fie
S1(
Dac
de
lui
(pir

173 *Adaptor pentru măsurarea*

Pentru măsurarea precisă a concentrației de ioni de hidroxid (măsurarea pH-ului), în laboratorul de chimie se utilizează, între altele,

un
stru
ten



pH-ului soluției de măsurat există o interdependență liniară. Temperatura soluției influențează în mod clar tensiunea. Un adaptor pentru pH-metru este prin urmare un milivoltmetru cu compensare de temperatură.

Montajul din fig. 1 utilizează amplificatorul operațional A1 ca amplificator de tensiune pentru tensiunea electrodului. Impedanța de intrare a montajului este egală cu rezistența de intrare a amplificatorului operațional; ea măsoară 10^{12} Ω; ca urmare, sarcina electrodului este neînsemnată și influențează rezultatul măsurării. Rezistența PTC, TSP 102 (Texas Instruments), compensează temperatura soluției și, cu aceasta, influența asupra rezultatului măsurătorii. Împreună cu rezistența R4 de 2370 Ω (valoare obținută prin montarea unor rezistențe în paralel),

rezi
țiile
liza
talic
Prin
plific
A2
tru
de
me
anu
con
det
met
Pot
ză
la e

174 Generator de efecte sonore

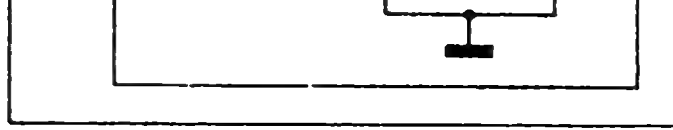
Montajul descris aici a fost utilizat într-o piesă radiofonică pentru școlari pentru imitarea zgomotului unui avion. În piesa respectivă a avut loc și o deturnare („hijacking”). Pentru aceasta aparatul a trebuit să fie în stare să imite zgomote tipice avionului, cum ar fi: pornirea motoarelor, încălzirea, startul, zborul, coborârea și aterizarea – inclusiv șuieratul cauciucurilor la contactul cu pista și focurile de armă. Zgomotul emis de sistemul de antrenare se compune pe de o parte din urletul turbinei, iar pe de altă parte din șuieratul compresorului (a cărui turație variază în funcție de viteză). Urletul turbinei ia naștere dintr-un zgomot alb care ajunge la un filtru trece-bandă al cărui domeniu de trecere se găsește în jurul a 800 Hz. Ca generator de zgomot servesc tranzistorul T1 și dioda Zener D1; filtrul trece-bandă este construit cu circuitul integrat IC1. P1 servește pentru reglarea sunetului.

Generatorul de semnale sinusoidale IC3 produce suplimentar un sunet cu frecvența cuprinsă între 10 Hz și 10 kHz, fiind utilizat un

circ
de
de
Ser
prir
lui I
cu
mită
acc
R21
mic
con

șuie
cate
toru
amp
ale
cu
imit
mul

prin



focurilor de armă. Pentru aceasta, semnalul sinusoidal ocolește amplificatorul sumator, iar intrarea FM a lui IC3 este susținută pentru a obține o frecvență redusă a oscilației. Prin conectarea în paralel a condensatoarelor C8 și C9 rezultă suplimentar o extindere în domeniul inferior de frecvențe. Pentru a evita zgomotul de comutare la acționarea lui S1, C9 se găsește prin R19 în mod constant la același nivel de tensiune ca și C8.

Șuieratul cauciucurilor la aterizare se realizează de asemenea din semnalul sinusoidal al

175 *Multiplicator în patru cadra*

Se înmulțește X cu Y și se obține ca rezultat XY. Pe hârtie acest exemplu de calcul nu ridică nici o dificultate. Cum se petrec însă lucrurile în electronică, atunci când X și Y sunt tensiuni analogice de intrare, iar XY o tensiune

lată cu X. Generatorul constă din elementele constructive IC1, R1, R2, R4 și C1; el își primește semnalul modulator de la IC2 prin R3. După o filtrare trece-jos (R7, C2; formarea valorii medii), semnalul de ieșire ajunge de la IC1 din nou la IC2 și este comparat cu valoarea lui X. Prin acest reglaj se ajunge la situația că la ieșirea lui IC1 apare un semnal dreptunghiular cu o amplitudine constantă, a cărui lățime este însă proporțională cu X.

Concomitent, semnalul de ieșire al lui IC1 ajunge la intrarea de comandă a comutatorului FET T1. Dacă T1 conduce, atunci la ieșirea lui IC3 apare o tensiune negativă egală cu mărimea semnalului de intrare Y; în cazul unei reglări corespunzătoare a lui P1, IC3 lucrează ca amplificator inversor. Dacă T1 este blocat, polaritatea tensiunii de ieșire a lui IC3 se inversează.

176 *Indicator de fermentație*

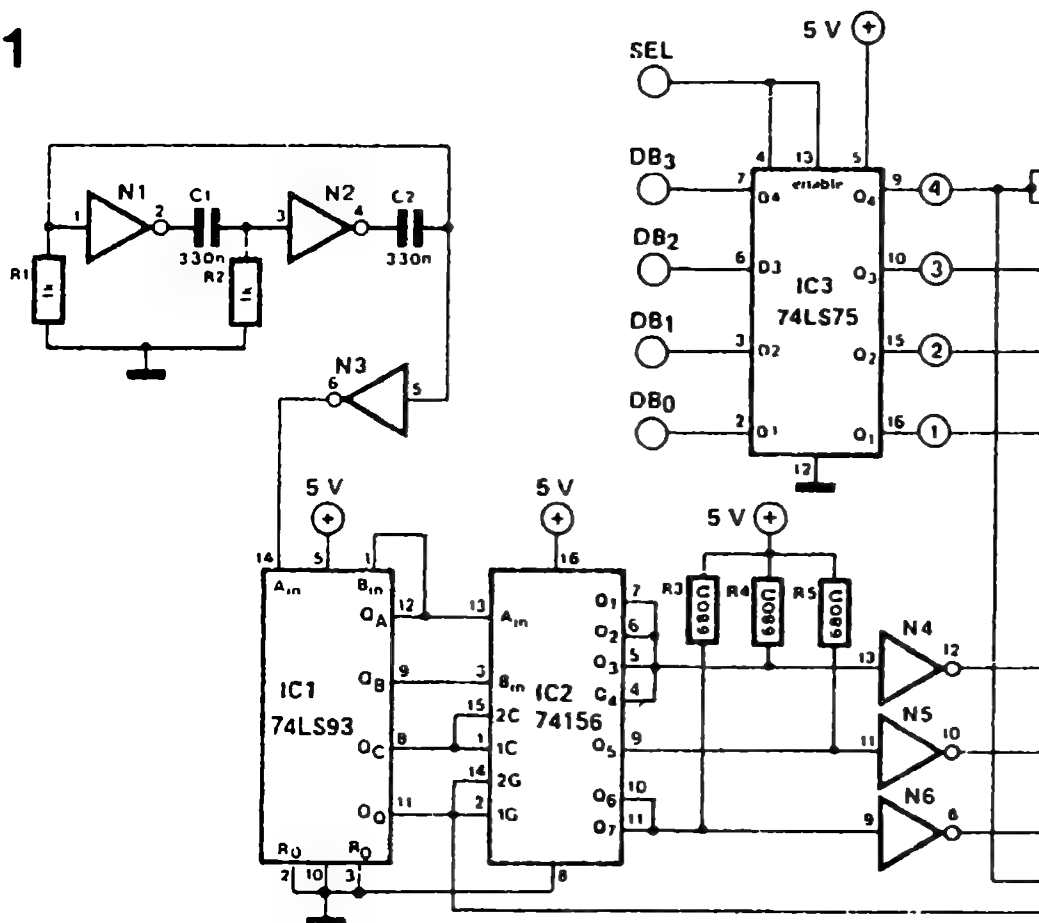
În timpul proceselor de fermentație, cum sunt cele care apar la producerea vinului, se poate aprecia cât de înaintat este procesul, în

admisibilă a nivelului lichidului.

Fig. 1 prezintă montajul. El este astfel conceput, încât o triggerare este posibilă doar atunci când ambii electrozi sunt scufundați în lichid. În afară de aceasta, este posibilă o nouă triggerare abia atunci când electrozii au pierdut contactul cu lichidul. Ca electrozi se folosește o sârmă de cupru cu diametrul de circa 0,3 mm, izolată cu un varniș de plastic. Lichidul trebuie legat la masă printr-un contact suplimentar. Din schema montajului reiese că intrările inversoarelor N1 și N2 sunt aduse în starea „1” logic prin divizorul de tensiune R1 și R2, atunci când senzorii nu sunt puși la masă prin lichid. Atunci ieșirea montajului „SAU" N3/N4/N5 este în starea „0”, iar ieșirea multivibratorului bistabil RS N7/N8 este de asemenea în aceeași stare. Concomitent, ieșirea porții NAND N6 este în starea „1” logic.

Dacă nivelul lichidului urcă în vas și electrodul „inferior” este atins, atunci nivelul logic la intrarea inversorului aferent este „0”, iar ieșirea sa sare la „1”. Prin aceasta, la ieșirea montajului „SAU” apare un „1” logic, în timp ce poarta NAND rămâne în continuare în starea „1”. În acest caz, dioda D1 se blochează iar

ghiulare după necesități, constă din porțile NAND N7 ... N10. Comanda porții este preluată de sistemul microprocesor care este legat cu circuitul de combinare prin memoria IC3. Pe perioada de calcul a microprocesorului, memoria păstrează informațiile de comandă până când



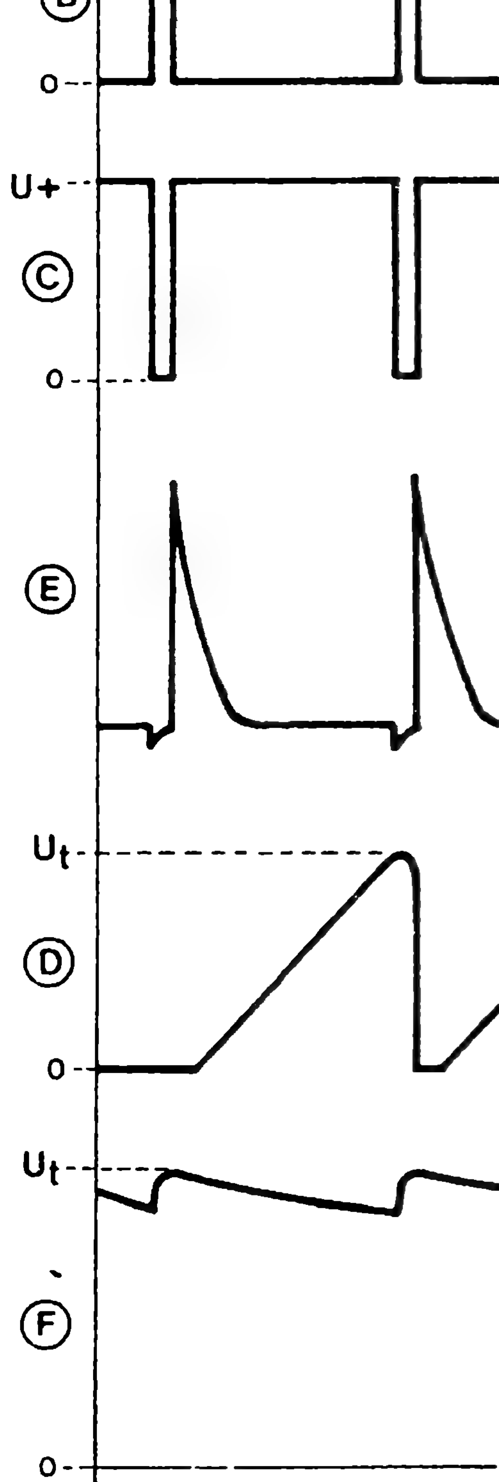
înregistreze aceste noi informații și apoi să le transmită mai departe porților NAND N7 ... N10. În spatele porților avem, în acest caz, o tensiune cu impulsuri dreptunghiulare a căror lățime este calculată de microprocesor. Etajul final este prevăzut cu lampa La5 pentru protecția contra scurtcircuitelor de la ieșire. Această lampă (rezistență PTC!) limitează curentul de scurtcircuit la o valoare nepericuloasă. Lămpile La1 ... La4 semnalizează în cod binar poziția regulatorului de circulație.

pro
unu
În p
un
tate
toru
trep
real
IC3
lega

178 Adaptor la multimetru pent

Măsurarea frecvențelor se realizează de regulă cu un aparat digital de măsurat frecvențe sau cu un osciloscop. Ambele aparate sunt relativ scumpe și de aceea nu se întâlnesc în multe laboratoare de amatori. Montajul din fig. 1 face posibilă măsurarea frecvenței cu ajutorul unui multimetru. Domeniul de măsură trebuie reglat pe scala de 5 V; citirea este liniară atunci când scala este etalonată în ms (1 V

cor
CM
Cor
lar
suri
o pa
T1,
Ace

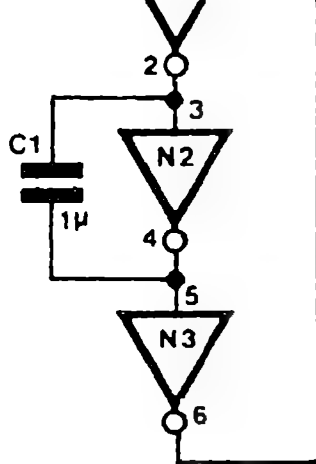


79563 - 2

o te
ten
inst
tul s
pot
T3
trol
(de
neri
lize
sim

pur
mer
într
resp
ven
treb
rele

Da
Ter
Cur
Imp
Ser



N1 . . . N6 = IC3 = 7404
N7 . . . N12 = IC4 = 7404
N13 . . . N16 = IC5 = 7400
N17 . . . N20 = IC6 = 7400

comitent opt legături; la nevoie există o posibilitate de extindere la 16 legături.

Modul de lucru: un generator de tact (N1 ... N3) comandă prin N4 numărătorul cu 4 biți IC2. Trei din ieșirile sale sunt legate cu IC1. Din cele 8 ieșiri ale lui IC1, câte una este în „0" logic în timpul unei anumite perioade de tact. Acest semnal ajunge apoi prin cele opt inversoare N5 ... N12 la clemele de conexiune pentru cablu. Celălalt capăt al cablului este legat cu intrările porților N13 ... N20. Între ieșirile acestor porți și ieșirile corespunzătoare ale lui

Fiecare își are propriile-i idei cu privire la ceea ce ar putea împacheta într-o cutie. În acest caz este vorba de ceva mai deosebit: zgomot!

Demn de observat la acest montaj nu este nici originalitatea, nici intensitatea sonoră, ci felul în care se poate realiza, cu puține elemente constructive, o sirenă cu caracter Kojak. Totul trebuie, în final, să încapă într-o cutie.

Sunt necesare doar două circuite integrate și câteva elemente constructive pasive. IC1 produce un sunet ce poate fi reglat cu P1 și excită un mic difuzor. Înălțimea sunetului este modulată de IC2 cu un semnal de joasă frec-

ver
P2.
frec
poli

a-ș
difu
duc
ima
ved
găt
dos

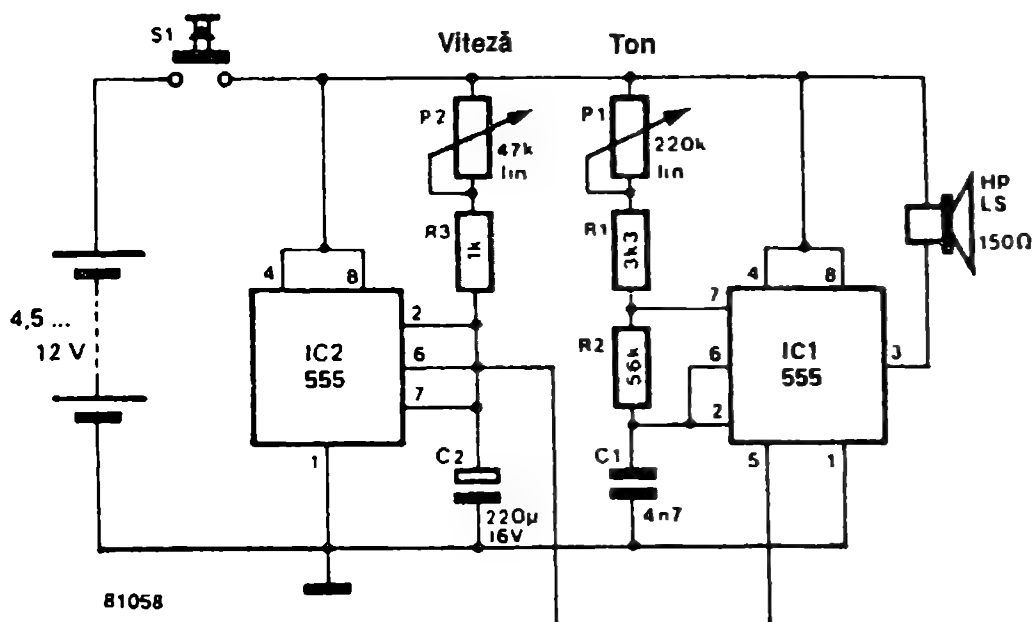
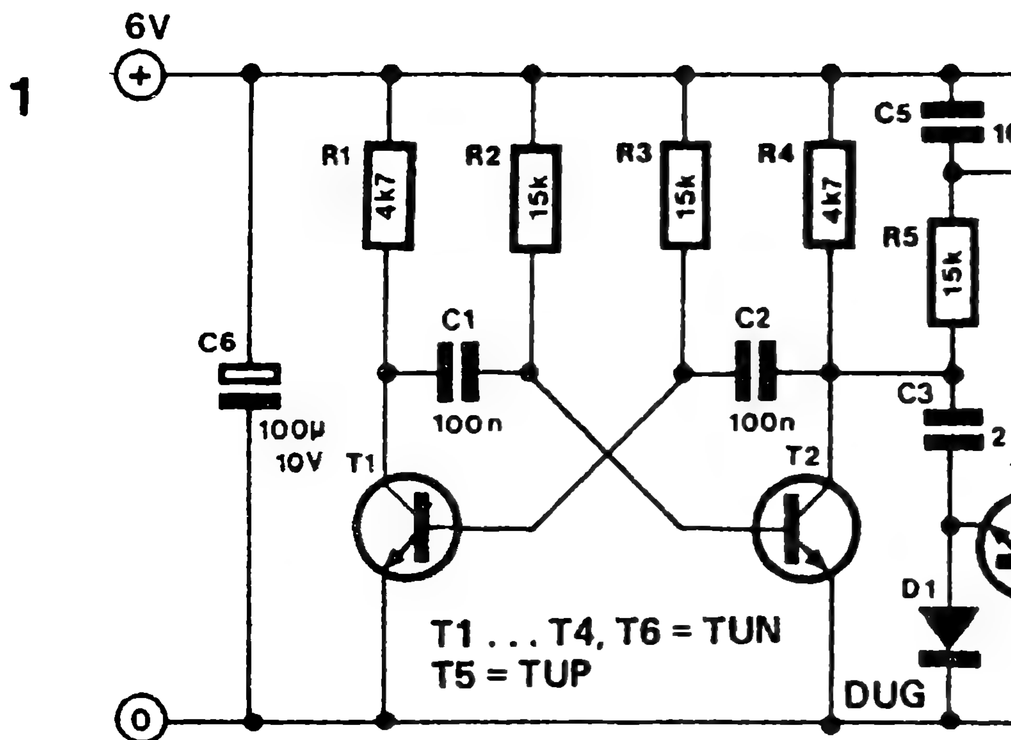


Fig
ma
un
difu

tată o astfel de funcție. Se recunoaște pe aceasta și cu ce curenți de bază lucrează înregistratorul de curbe. Din diagramă poate fi citit direct curentul de alimentare al tranzistorului. Rezistența de ieșire a tranzistorului poate fi de asemenea determinată (cu ajutorul unor calcule). Ca o observație empirică se poate spune că, cu cât este mai plană curba în partea ei dreaptă, cu atât este mai mare rezistența colector - emitor.

Fig
cur
Per
toa
Fig
tran
tru



trarea osciloscopului) se găsește rezistența R7. Aceasta este rezistența de lucru a tranzistorului de testat, iar căderea de tensiune pe această rezistență este, conform legii lui Ohm, o măsură a curentului de colector al tranzistorului. Pe verticala ecranului este reprezentat

moo
cres
de
încă
lucr
imp

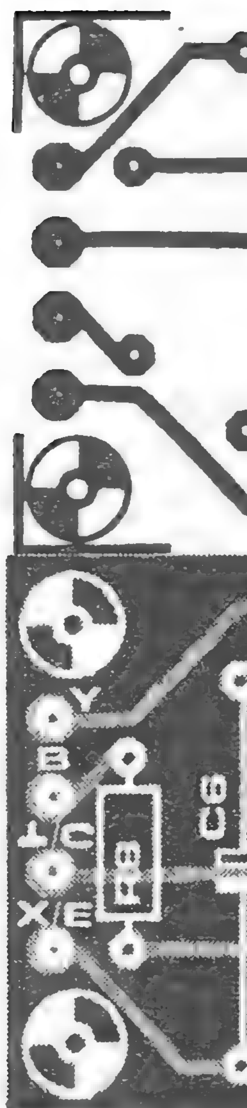
Lista de componente

Rezistențe
R1, R4 = 4k7
R2, R3, R5 = 15 k
R6 = 2k2
R7 = 330 Ω
R8 = 270 k

Condensatoare
C1, C2, C4 = 100 n
C3 = 22 n
C5 = 10 n
C6 = 100 µF / 10 V

Semiconductoare
T1 ... T4, T6 = TUN
T5 = TUP
D1 = DUG

4



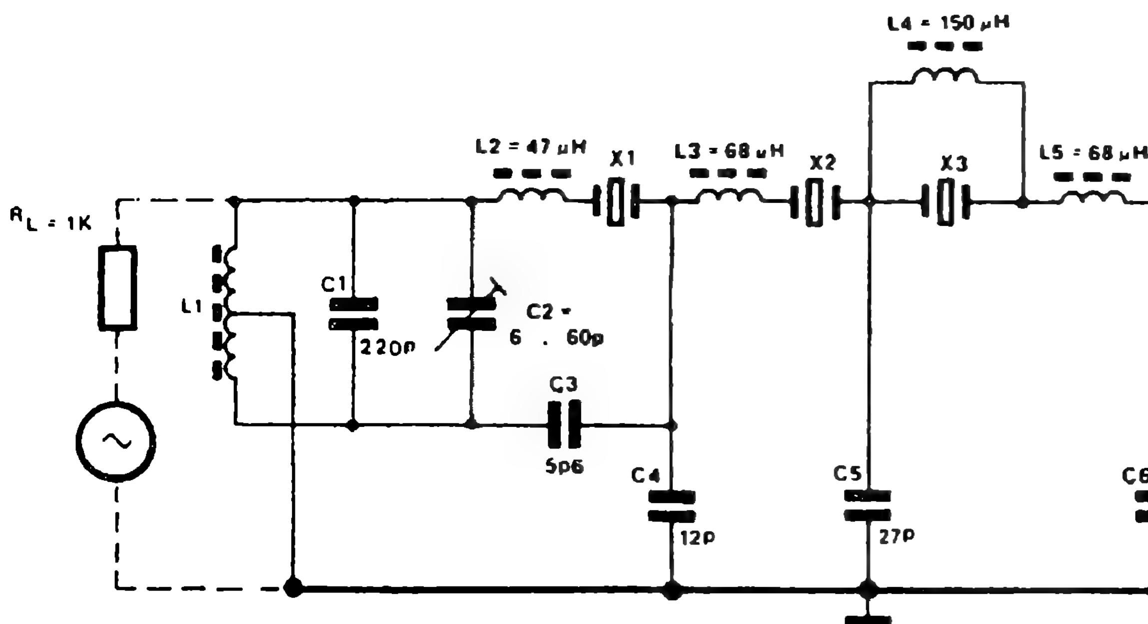
față de explicațiile din acest articol. Acest lucru nu poate fi evitat la un montaj atât de simplu și nici nu este resimțit ca fiind important. Deranjant pare a fi, dimpotrivă, faptul că montajul

doa
treb
dej

182 *Filtru cu cristal de cuarț pe*

La construirea unui receptor radio, de exemplu un aparat CB, selectivitatea necesară pune probleme serioase. Dacă ne gândim că ecartul

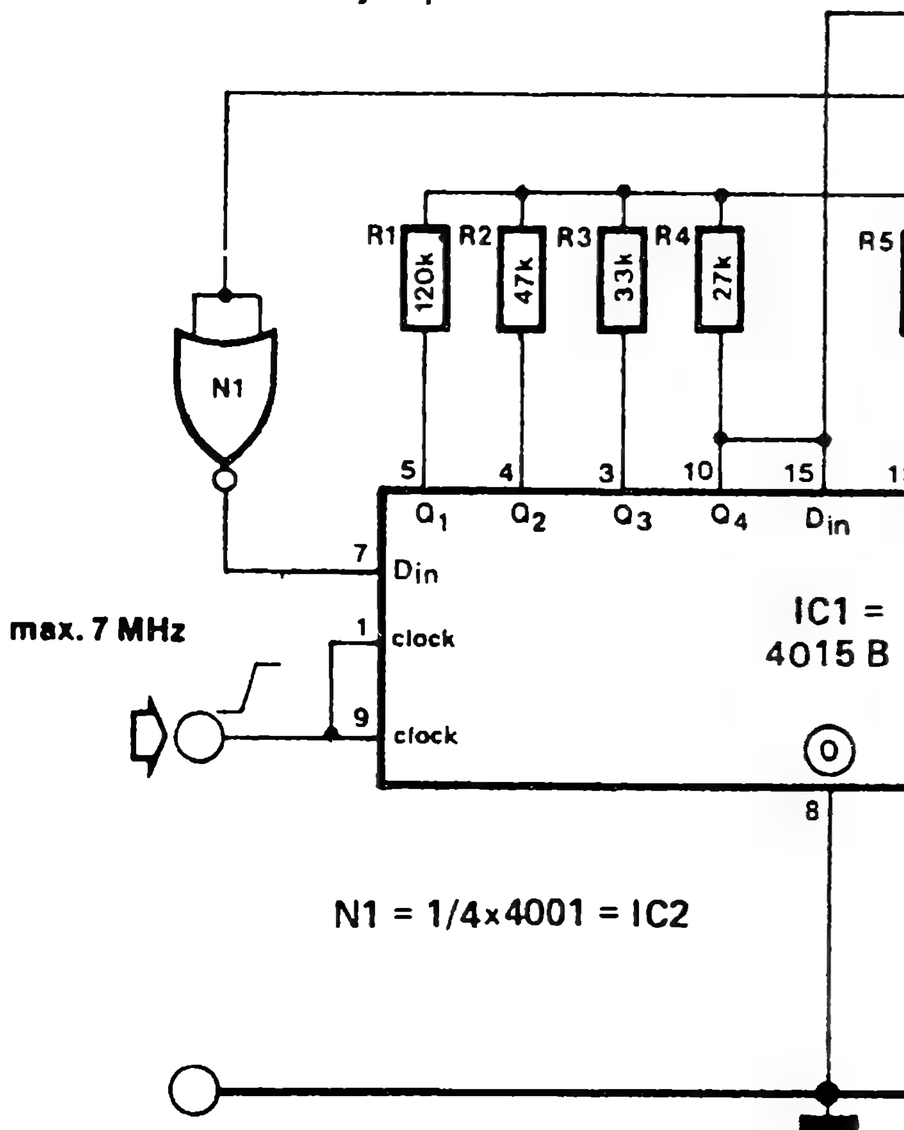
can
AM
că



156 Generator digital de semnal

În prezent există tendința tot mai accentuată de a produce tensiunile oscilante cu ajutorul montajelor digitale; avantajele constau în obținerea relativ ușoară a frecvențelor înalte și a unei amplitudini constante. Montajul prezentat furni-

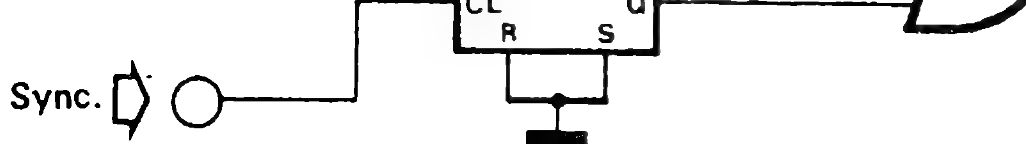
zea
soic
atu
R1



tare, circuitul R9/C1 produce un scurt impuls de resetare: toate ieșirile sunt aduse astfel în starea „0" logic. Deoarece ieșirea 8 se găsește de asemenea în starea „0", în spatele inversorului, la intrarea D, apare nivelul „1" logic. Cu ajutorul unui oscilator extern (care nu este figurat) sunt furnizate impulsuri de tact la intrarea Clock a lui IC1. La fiecare front pozitiv al acestor impulsuri, conținutul registrului secvențial

184 *Mmodulator sincron FSK*

Un dezavantaj al multor modulatoare FSK (Frequency Shift Keying) constă în faptul că, comutarea frecvențelor (între 1200 Hz și 2400 Hz) are loc în momente diferite. Ar fi mult mai elegant dacă frecvența ar fi comutată numai la trecerea semnalului sinusoidal prin zero. Prin



de ieșire a generatorului este egală cu a șaisprezecea parte din frecvența de tact, frecvențele FSK aferente pot fi culese la ieșirea acesteia. Bineînțeles, acest montaj nu poate face minuni; acum nu mai avem nici o variație a fazei în semnalul FSK, însă partea de armonici superioare din semnalul de 2400 Hz poate fi, în funcție de circumstanțe, mai mare decât este permis în norme.

În acest montaj a fost utilizat ca oscilator cunoscutul circuit 555 în versiunea sa CMOS 7555. În comparație cu circuitul 555, circuitul

755
tă
de
lulu
rea
ace
ace

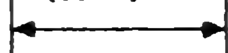
ger
atu
Q a

185 Convertor de frecvență 50

Cu acest montaj se poate realiza într-un mod simplu un convertor de frecvență care, de exemplu, să transforme un semnal de 50 Hz într-unul de 60 Hz. Dacă am construit deja un aparat cu un circuit integrat de ceas american, neconvertibil, un asemenea montaj poate fi util.

tipu

f_o =
f_{in} =

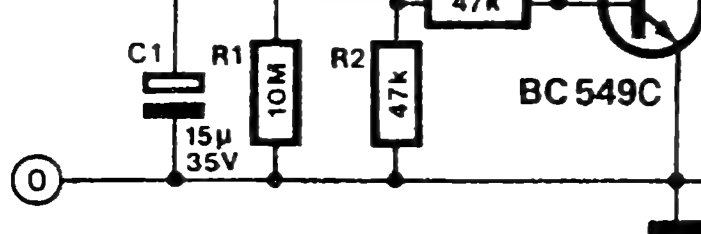


m = un număr întreg între 1 și 10. Acest număr este raportul între frecvența de intrare și frecvența bazei de timp, care poate fi reglată printr-un potențiometru.

N = un număr întreg între 1 și 255 care poate fi ales prin ocuparea uneia sau mai multora din cele 1 ... 8 borne.

La m = 6 și N = 4, pentru o frecvență de intrare f_{in} = 50 Hz, rezultă o frecvență la ieșire f_o = 60 Hz; cu m = 5 și N = 5, la o frecvență de intrare f_{in} = 60 Hz, rezultă o frecvență la ieșire f_o = 50 Hz.

Circuitul integrat conține un multivibrator bistabil de comandă FF, un generator de bază de timp TB și un divizor binar cu opt etaje. Generatorul de bază de timp produce un semnal a cărui perioadă T depinde de constanta de timp a elementului RC conectat la pinul 13. La bornele 1 ... 8 sunt disponibile, acum, semnale care prezintă perioade egale cu T, 1T, 4T, 8T, 16T, 32T, 64T și 128 T. Dacă se leagă, de exemplu, ieșirile la care apar semnalele cu perioada T și 4T (adică pin 1 și pin 3) cu rezistența serie



sau o baterie atât timp cât aceasta este încărcată. Energia a 4 sau 5 acumulatoare miniatură (alcali-mangan) ajunge pentru circa 35 de ore.

Bornele dinamului, de la care în mod normal este culeasă tensiunea pentru lămpi, se conectează la intrarea micului aparat. Dacă dinamul lucrează, atunci tranzistorul T1 conduce și comandă tranzistoarele T2 și T3. Lampa luminează. Dacă, la o oprire, dinamul nu mai furnizează nici o tensiune, atunci T1 rămâne în starea de conducție timp de câteva minute, până

cân
Dac
T2
s-a
ren

lui,
la 5
cita
de (
circ

187 *Anemometru*

Procedeul de măsurare descris se bazează pe faptul că un curent de aer (vânt) răcește un obiect care este mai cald decât mediul înconjurător, În acest caz, obiectul răcit este un

tran
călz
dec
tran

dă de referință T3.

Ambele tensiuni ajung la intrarea neinversoare, respectiv la intrarea inversoare a unui amplificator operațional. Amplificatorul operațional are un factor de amplificare egal cu 1000 și comandă prin rezistența R1 curentul bazei tranzistorului de încălzire. Dacă vântul răcește dioda, atunci tensiunea ei de conducție crește (–2 mV/°C), cu aceasta crescând și tensiunea la intrarea neinversoare. Corespunzător crește și tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional. T1 este comandat în continuare și se încălzește. Amplificatorul operațional încearcă să compenseze căderea de temperatură, ceea ce se manifestă printr-o creștere a curentului de colector al lui T1.

O sensibilitate bună se realizează atunci când temperatura diodei T2 este cu 1 ... 5°C mai mare decât cea a mediului. Pentru aceasta, se reglează potențiometrul P1 astfel încât în stare de repaus aparatul de măsură să aibă o indicație mică (de exemplu 5 mA). Acest „curent de repaus” (care corespunde vitezei „0” a vântului) oferă concomitent un control asupra

1k

A1,A2,A3 = 3/4 TL 084

se poate influența în mod nedorit comportarea triggerului. Montajul trigger prezentat aici constituie o excepție de la cele prezentate mai sus; el este construit cu un amplificator operațional triplu.

Cu ajutorul lui P1 și P2 pot fi modificate ambele tensiuni de comutare independent una față de cealaltă; sunt posibile, pentru aceasta, valori pozitive și negative de la 0 până la 0,1% din tensiunea de alimentare. Este indiferent cu care din cele două potențiometre se reglează pragul de comutare superior sau inferior.

Dacă tensiunea de intrare a montajului este mai mare decât tensiunea de comutare superioară reglată, atunci ieșirile lui A1 și A2

sun
ieși
urm
răm
intr
pra
nea
A1
10
dec
lui

siun
rile
fie

189 *Reglarea tensiunii pe dioda*

Montajul reglează automat tensiunea pe dioda varicap a unui receptor cu ajutorul tensiunii CAF. Pentru aceasta se utilizează un stabili-

zat
zerc

valoare de frecvențe intermediare, tensiunea CAF este de 4,5 ±0,5 V; curentul de repaus al stabilizatorului de tensiune este de circa 3 mA. Pentru a asigura un domeniu cât mai mare de variație a tensiunii de ieșire la o stabilitate suficientă a montajului, amplificatorul operațional trebuie să preia 2/3 din curentul de repaus. Putem calcula astfel rezistența R3 = 4,5 V / 1 mA = 4500 Ω.

Aici a fost aleasă o valoare de 4k7. Pentru a preveni o eventuală tendință de autoosci-

ca
bat
re
ace
de
con
trar
că
aco
mer

190 *Convertor tensiune – raport*

Destul de des este necesar un semnal dreptunghiular a cărui valoare medie să poată fi cunoscută și reglată. După aceste criterii se poate construi, de exemplu, un alimentator simplu. Montajul necesită câteva explicații. Amplificatorul operațional A1 este conectat ca integrator, iar A2 ca trigger Schmitt. Atunci când, de exemplu, la o anumită tensiune la intrarea montajului, tensiunea de ieșire a triggerului Schmitt A2 este de 0 V, tensiunea la ieșirea integratorului

este
grat
trig
ză ș
xim
ace
te c
soa
cres
al tr

sincronism. Deoarece pragurile trigger sunt reglate fix, rezultă o modificare a raportului impuls/pauză a semnalului dreptunghiular.

Frecvența de ieșire poate varia de la o valoare maximă la un raport impuls/pauză de 50%, până la valoarea minimă „0 Hz” la un raport

utili
nal
al r
put
de
intr

191 *Preamplificator pentru mic*

Deja sunt mai mulți ani de când Elektor a publicat pentru prima oară un preamplificator pentru microfon dinamic. El era echipat cu un amplificator operațional de zgomot redus, tip 739. Între timp, gama de circuite integrate s-a dezvoltat într-atât, încât pentru acest scop ne stau acum la dispoziție o întreagă serie de amplificatoare operaționale duble. Cele mai multe din acestea pun în umbră, prin calitățile lor, deja bătrânul circuit 739. Din acest motiv prezentăm un nou preamplificator pentru microfon dinamic. Alegerea a căzut pe LM 387 produs de National Semiconductor, un amplificator operațional dublu, ușor de procurat, cu un zgomot deosebit de redus, într-o carcasă DIL cu 8 pini. Din schemă se poate vedea că se poate ob-

calitate.

Impedanța de intrare corespunde valorii standard de 47 k; ea depinde aproape exclusiv de R1; Dacă se dorește conectarea unui microfon dinamic care necesită o valoare diferită, atunci R1 (rezistență cu peliculă metalică) poate fi schimbat fără probleme. În domeniul cuprins între 22 k și 100 k, nu apar probleme prin această schimbare. Același lucru este valabil pentru capacitatea de separare a microfonului dinamic (C5). Valoarea înscrisă pe figură, 100 p, este una mijlocie; pentru câteva tipuri de microfoane dinamice, de exemplu Ortofon, este necesară o capacitate mai mare.

Circuitul care compensează variațiile de frecvență ale curbei caracteristice de tăiere a fost dimensionat cât mai precis posibil prin conectarea în paralel, respectiv în serie, a condensatoarelor C3 și C4, respectiv C6 și C7. Dacă se utilizează aici elemente constructive cu o toleranță mai mică, atunci rezultă o compensare aproape ideală a caracteristicii normei RIAA.

Amplificarea preamplificatorului pentru microfon dinamic a fost stabilită la 100 (40 dB). Tensiunea de ieșire este din acest motiv suficientă pentru a comanda următorul preamplificator sau

Tr1 =
6 . . . 9 V
50 . . . 100 mA

Fig. 1 prezintă un montaj care utilizează un transformator de sonerie și o sonerie. În locul soneriei se poate utiliza și un mic difuzor împreună cu o rezistență serie corespunzătoare. Desigur, în acest caz, pot circula curenți destul de mari care, în anumite situații, ar putea deteriora circuitul controlat. Din acest motiv, fig. 2 prezintă o alternativă: un montaj al cărui curent de măsurare este mai mic de 1 mA.

Cum lucrează montajul? Destul de simplu: redresorul în punte produce o tensiune nefiltrată, care poate fi sesizată într-un difuzor sub forma unui sunet de 100 Hz. Acest sunet este

pro
cur
det
rulu

193 *Tester pentru circuitele inte*

Circuitul integrat 555 este o componentă cu utilizări multiple, fiind întâlnit în multe montaje. Cu toate că acesta este un circuit bipolar și de aceea este relativ puțin sensibil la gre-

șeli
Tes
exis

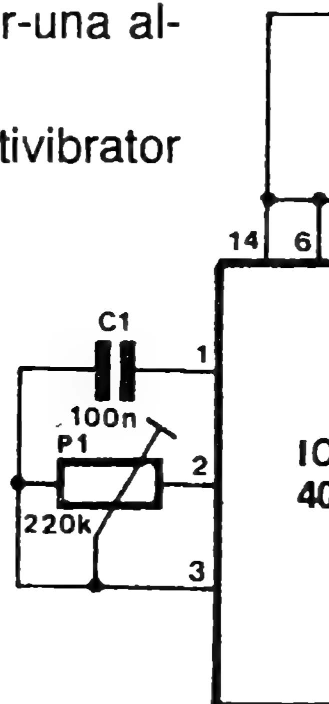
circuitului. Atunci când tensiunea pe conden-

teri

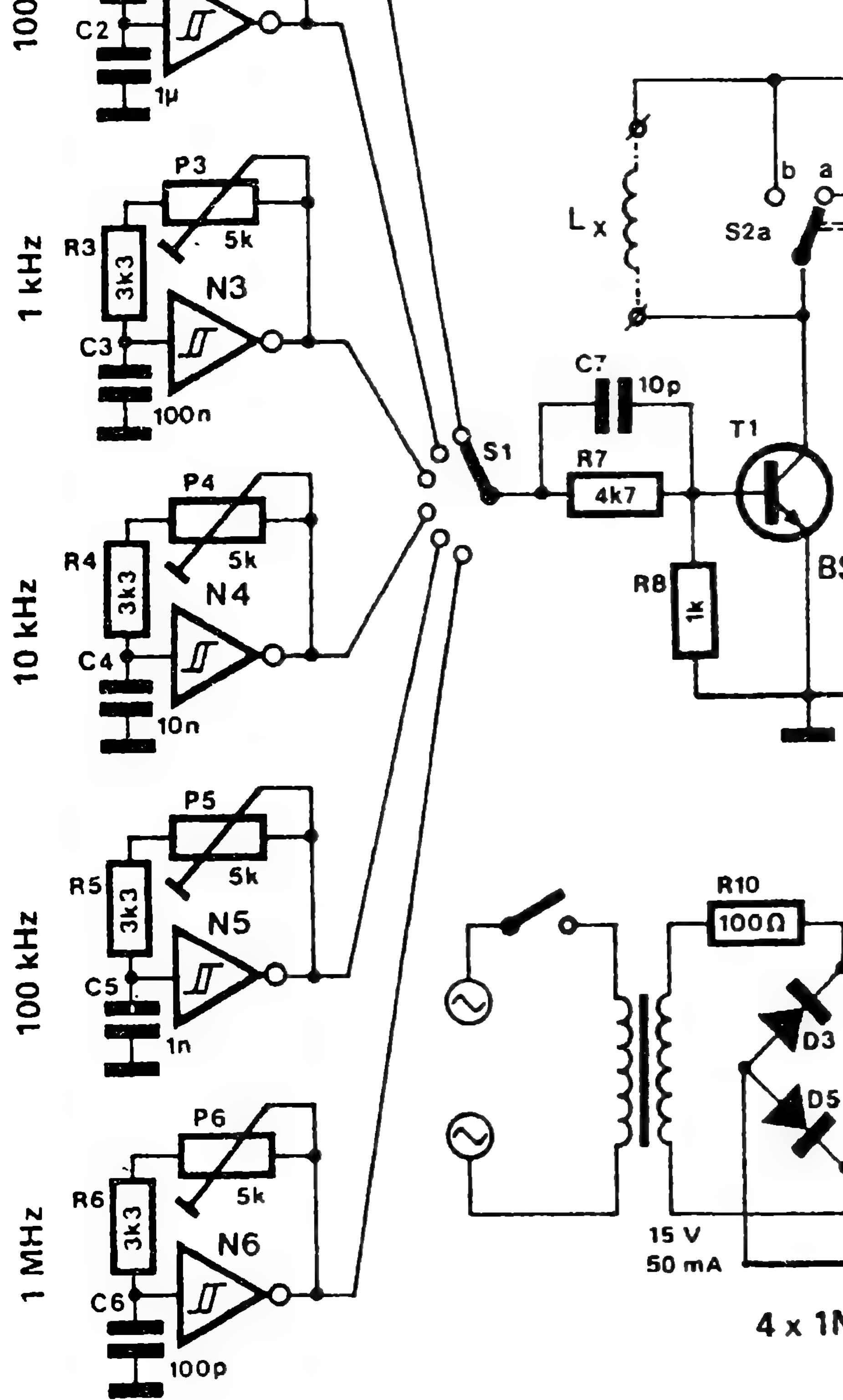
194 *Convertor 12 V c.c. / 220 V*

Circuitul integrat CMOS 4047 este piesa principală a acestui mic convertor care transformă o tensiune continuă de 12 V într-una alternativă de 220 V.

Circuitul integrat este utilizat ca multivibrator



astabil. La ieșirile Q și $\overline{Q}$ (pin 10, respectiv pin 11) apare un semnal dreptunghiular simetric, care este amplificat de două tranzistoare Darlington (T1 și T2) și care ajunge în final la bobina secundară a unui transformator de rețea



100
C2
1µ
P3
5k
R3
3k3
N3
1 kHz
C3
100n
P4
5k
R4
3k3
N4
10 kHz
C4
10n
P5
5k
R5
3k3
N5
100 kHz
C5
1n
P6
5k
R6
3k3
N6
1 MHz
C6
100p
S1
C7
10p
R7
4k7
R8
1k
T1
Lx
b
a
S2a
R10
100Ω
D3
D5
15 V
50 mA

o altă valoare. Valoarea medie a tensiunii induse este: Um = L·Ic·f, unde Ic este curentul mediu de colector, iar f este frecvența tensiunii de comandă. Valoarea medie a tensiunii in-

196 *Sursă de tensiune ieftină*

Se știe că rezistențele produc zgomot. Pentru a le putea utiliza ca surse de tensiune, trebuie ca tensiunea de zgomot să fie redresată și filtrată. Acesta este principiul montajului prezentat în continuare.

Tensiunea de zgomot efectivă rezultă din egalitatea:

$$Uef = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R}\ .$$

După cum se vede, tensiunea furnizată este cu atât mai mare, cu cât sunt mai mari valorile rezistenței R și temperaturii T. Temperatura este dată în grade Kelvin; 25°C echivalează cu 298°K.

Deoarece căldura este o formă de energie, iar rezistența trebuie să disipe energie, temperatura rezistenței va scădea. Acest montaj poate fi deci folosit atât ca sursă de tensiune, cât și ca element de răcire (efect Peltier).

măsoare tensiunea cu un voltmetru, deoarece apar adeseori vârfuri de tensiune de 30 V sau chiar mai mult.

Prototipul lămpii spate cu semiconductoare a fost înglobat într-un bec defect. După demontarea atentă a globului de sticlă, pentru alimentare pot fi utilizate sârmele de conectare a filamentului. După ce sunt înglobate rezistența și cele 2 LED-uri, se verifică din nou conexiunile, ne asigurăm că LED-urile sunt montate

ani.
ma
poa
min
noz
ven
doa
pre

198 *Tremolo cu circuite integra*

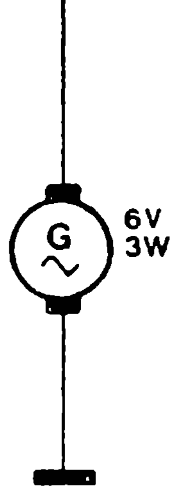
Multe din montajele ce generează un efect de tremolo (modulare periodică a intensității sunetului) prezintă trei dezavantaje: distorsiunile care apar sunt relativ mari; amplitudinea modulației ca și frecvența modulației pot fi reglate doar într-un domeniu destul de mic. Montajul prezentat aici permite o amplitudine a modulației de 0% ... 100% și este relativ lipsit de distorsiuni. El este adecvat pentru două canale separate (stereo) și dispune în plus de posibilitatea de a imita efectul Lesley (difuzor rotitor).

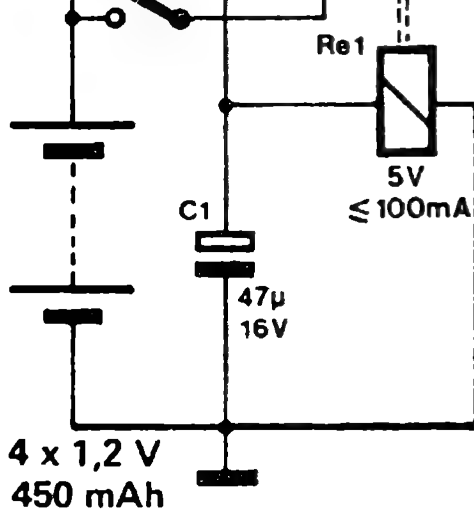
inte
de
son
Reg
real
amb
țion
rezu
intra
stru

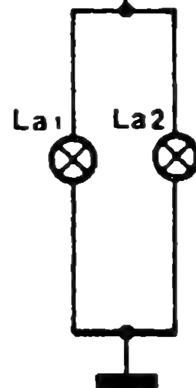
produce oscilații dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale. În montaj prezintă interes doar tensiunea sinusoidală; numai cu aceasta este posibilă o modulație „moale”. Dacă TCA 730 ar fi modulat cu o tensiune dreptunghiulară, atunci ar apărea salturi în intensitatea sonoră, ceea ce ar prejudicia foarte mult plăcerea audiției.

Tensiunea de modulație poate fi reglată cu potențiometrul P1 de la 1 la 25 Hz. Rezistența R4, de 150 Ω, reglează punctul de lucru al generatorului de semnale sinusoidale; cele două rezistențe de 180 k, R5 și R6, reglează partea de tensiune continuă și amplitudinea semnalului sinusoidal la ieșire. Condensatorul electrolitic de 1 μF, C2, este utilizat ca filtru. Ieșirea pentru semnalele dreptunghiulare a lui XR 2206 comandă un tranzistor pnp T1, astfel încât un LED indică optic frecvența de modulație.

La circuitul integrat TCA 730 corecția fiziologică de frecvență (pinii 1 ... 7) rămâne deconectată. Tensiunea de modulație ajunge prin







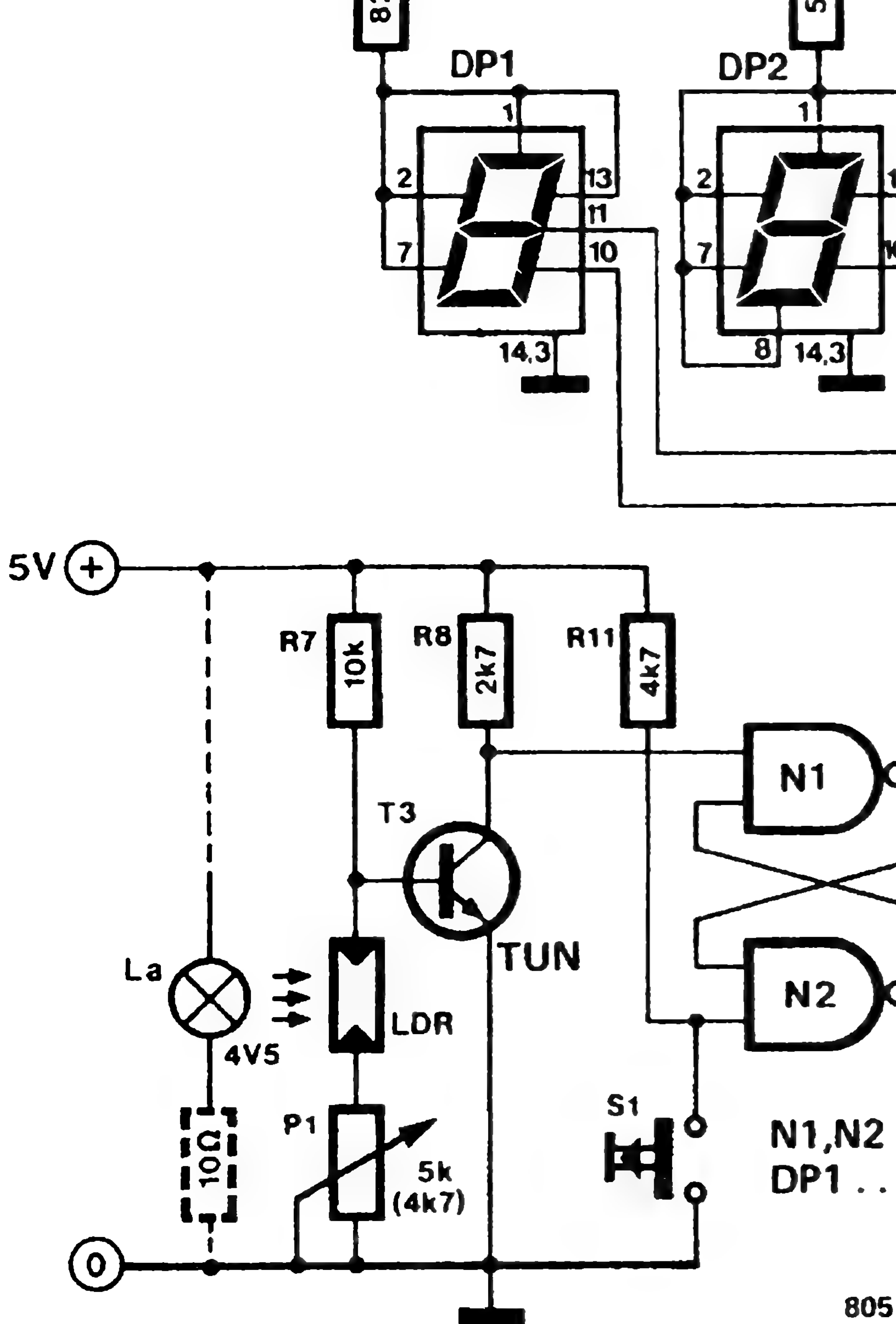
80544 1

Fig
pul
acu

Fig
Ilur
circ

2

6V ~
D1
1N4001
R1
180 Ω
Re1
5V
≤100 mA
D3
1N4148
D2
1N4148
R3
10k
C1
1μ
16V
6V
3W
G
4 x 1,2 V
450 mAh


DP1
DP2
1
2
13
11
7
10
14,3
8
5V
R7
10k
R8
2k7
R11
4k7
N1
T3
TUN
La
LDR
4V5
N2
10Ω
P1
5k
(4k7)
S1
N1,N2
DP1 . .
0
805

se adaugă faptul că siguranța se încălzește la o încărcare mare – fiind cunoscut comportamentul ei neliniar la variații de temperatură: calitatea redării bașilor prezintă acum un coeficient negativ de temperatură. Este posibilă o îmbunătățire, atunci când siguranța este introdusă în reacția negativă a amplificatorului (fig. 2); în acest caz, tensiunea de reacție negativă

est
evit
con
tată
fie
dar
den

202 *Cuplaj pentru semnale vide*

În diferite aplicații este necesară separarea potențialelor a două circuite. Este permisă trecerea de la un circuit la altul doar pentru semnalul alternativ, în timp ce pentru tensiunile continue ambele circuite sunt separate. O rezolvare cunoscută a problemei este utilizarea unui transformator de separare. O altă cale de rezolvare o oferă utilizarea cuplajelor optice; ele elimină transformatorul de separare.

Montajul prezentat constituie un cuplaj optic. Curentul de colector, în starea de repaus al tranzistorului T1, este reglat cu R1, R2 și R3 la 20 mA. Rezistența R3 este aleasă astfel încât

cur
la c
Lini
mot
zist
mas
pau

plifi
zist
astf
amp
nalu

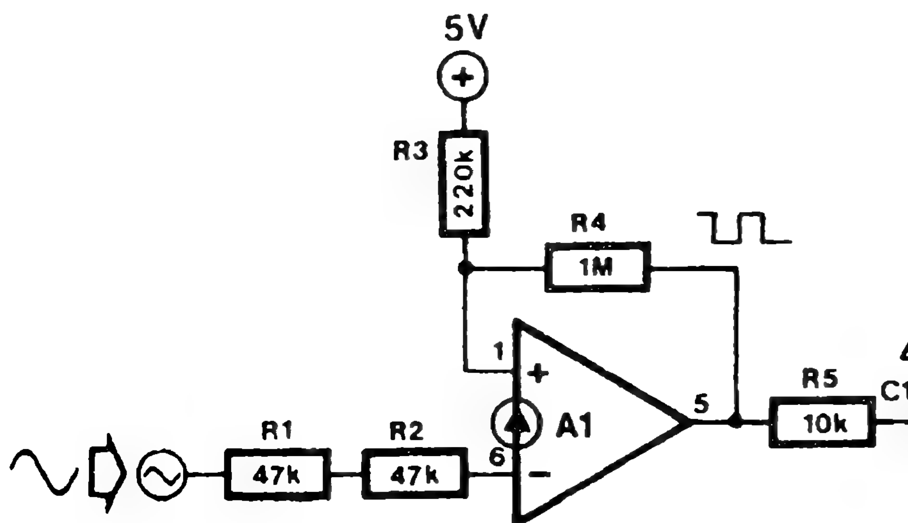
T2 și T3 tinde să oscileze, atunci între bază și colectorul lui T3 este necesar un condensator.

203 *Semnal în dinte de ferăstrău*

Acest montaj a fost utilizat inițial pentru comanda unui triac, dar sunt imaginabile și alte aplicații. Ca etaj de intrare se utilizează un trigger Schmitt (A1) care transformă tensiunea alternativă sinusoidală a rețelei într-o tensiune dreptunghiulară cu aceeași frecvență. În continuare, cu ajutorul circuitului diferențial constituit din rezistența R5 și condensatorul C1, se rea-

lizeu
ghiu

siur
rea
ticu
rea
gati



A1 . . . A2 = 1/2

lucru se realizează printr-o tensiune la intrarea de comandă A.

Modul de funcționare al montajului se clarifică repede. Dacă la intrarea de comandă tensiunea este 0 V, atunci FET-ul conduce și scurtcircuitează la masă intrarea neinversoare a amplificatorului operațional (pin 3). Prin aceasta, amplificatorul operațional este conectat ca amplificator inversor și intrarea sa inversoare formează un punct virtual de masă. (Amplificatorul operațional are tendința, ca urmare a reacției negative prin R2, să aducă pinul 2 la același potențial cu pinul 3, adică la potențialul masei.) Cu dimensionarea dată pentru R1 și R2, factorul de amplificare este –1.

Dacă se aplică la intrarea de comandă (A) o tensiune $-U_B$, atunci FET-ul se blochează. Prin aceasta el constituie doar o sarcină neglijabilă pentru circuitul de intrare. Acum amplificatorul operațional inversează semnalul de intrare; factorul său de amplificare este deci 1.

Tensiunea de intrare ar trebui să fie cu 2 V mai mică decât cele două tensiuni de alimentare (adică $U_{intr.\ max.}$ = 16 ... 26 V_{VV}). Deoarece impedanța de intrare a montajului depinde de faptul că FET-ul conduce sau nu, sursa de

U_{in}

A

sen
să a
de
tare
nar
vari
surs
poa
pola
în ir

4 A/250 V

80570

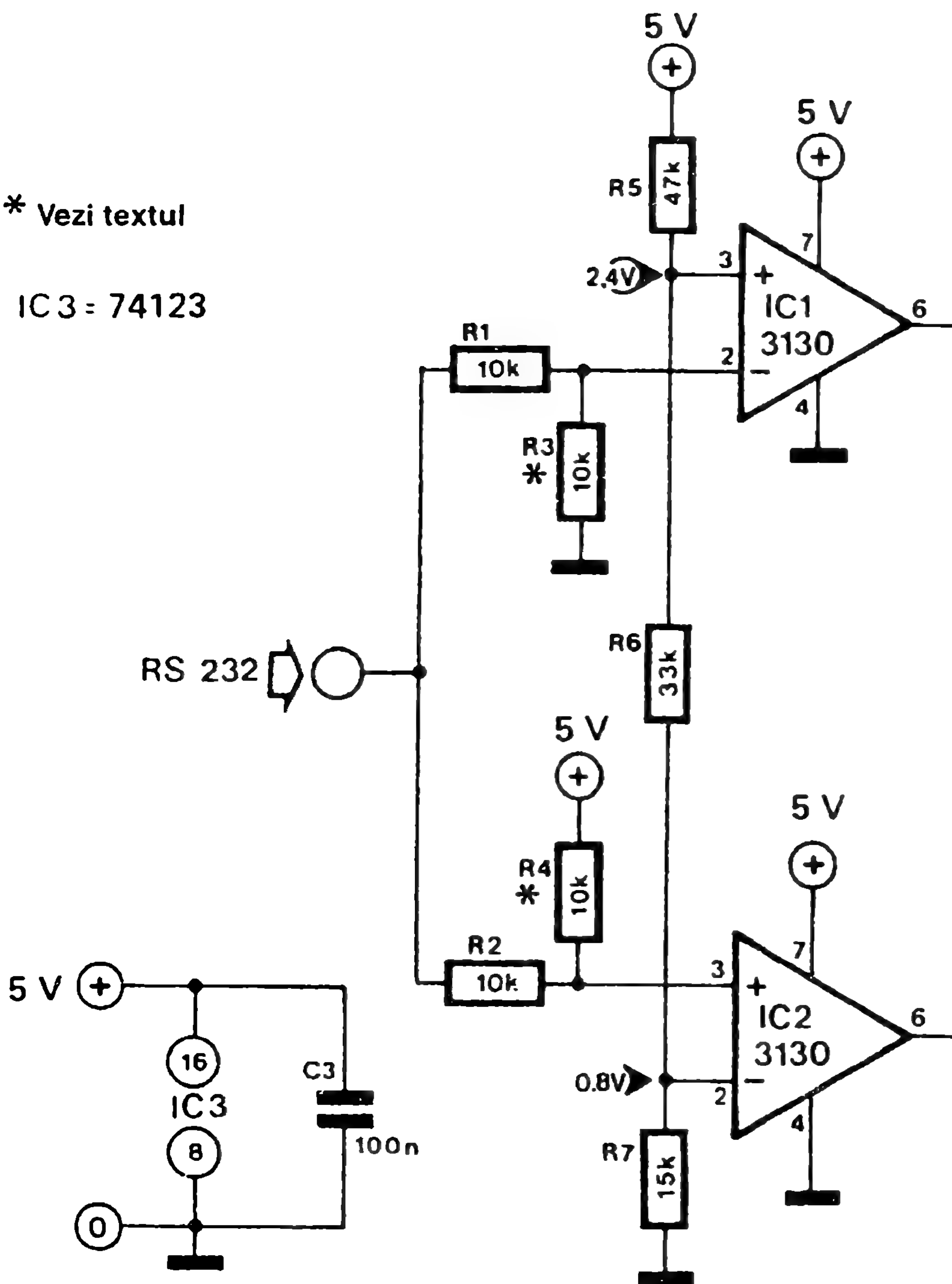
*Rs = min 0,2 Ω
**Rg = 10 k . . . 60 k

206 *Aparat pentru încărcat acu[...]*

Montajul a fost conceput ca aparat de încărcare pentru acumulator cu plumb de 6 V / 3,5 Ah, utilizat pentru blițuri. Acumulatoarele cu plumb pot fi încărcate în diferite moduri. Particularitatea acestui aparat constă în faptul că adaptează continuu curentul de încărcare la starea de încărcare a acumulatorului.

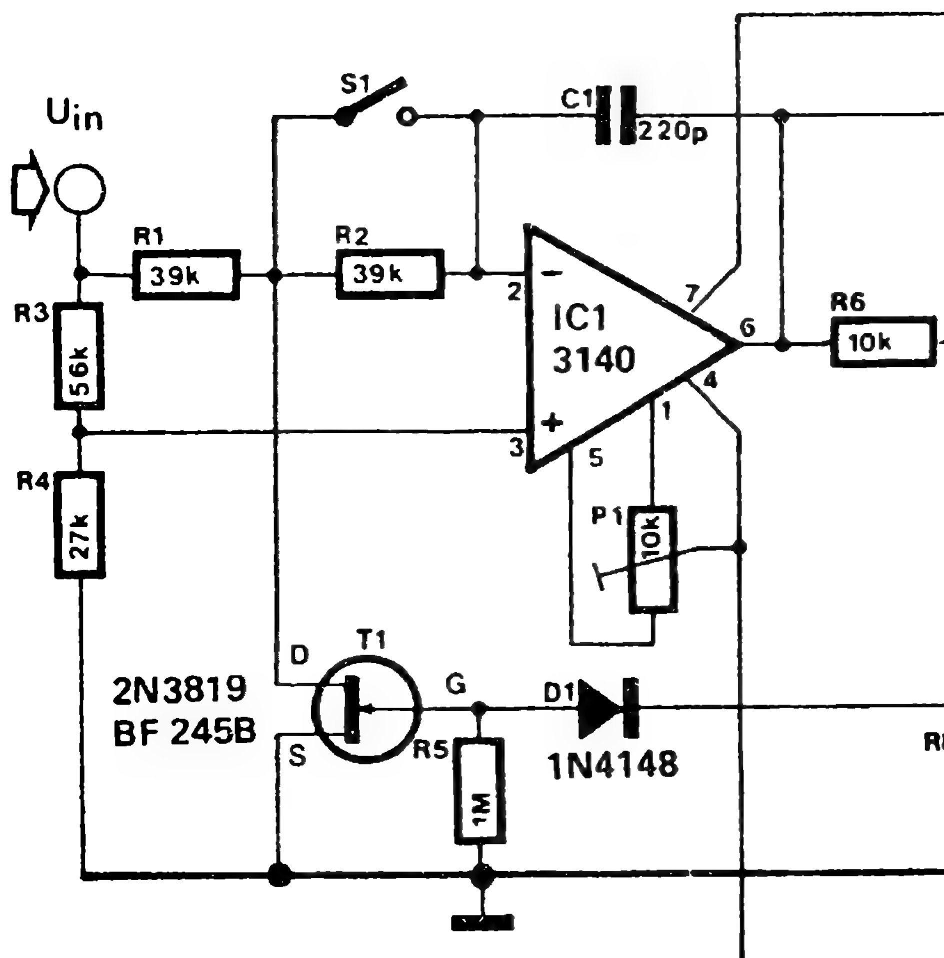
Fig. 1 prezintă schema bloc a aparatului PWM (cu modularea lățimii impulsului). A1 este un multivibrator astabil care furnizează un semnal dreptunghiular cu o frecvență de circa 2 kHz. Urmează un multivibrator monostabil A2 care este triggerat prin frontul negativ al acestui semnal dreptunghiular. Lățimea impulsului semnalului la ieșirea lui A2 depinde de tensiunea pe care o furnizează amplificatorul diferențial A3. Acest amplificator diferențial supraveghează tensiunea acumulatorului; tensiunea sa de ieșire depinde de diferența dintre ten-

produce un semnal cu o frecvență de 2,27 kHz; această frecvență de obicei nu este critică. Cel de al diolea 555 (IC3) lucrează ca multivibrator monostabil. El triggerează semnalul diferențiat cu C5 și R8 pe frontul din spate al semnalului de ieșire al lui IC2. Tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial IC1 este aplicată la pinul 5 al lui IC3; acest pin are rolul de intrare pentru tensiunea de modulație. Tensiunea de referință poate fi reglată cu P1; această tensiune se aplică la intrarea neinversoare a lui IC1. Intrarea inversoare este legată prin R2 la borna plus a acumulatorului. Atât timp cât tensiunea acumulatorului este mai mică decât tensiunea de referință, la ieșirea amplificatorului diferențial există o tensiune mare. Ea scade odată cu scăderea diferenței dintre tensiunea de referință și tensiunea acumulatorului, astfel încât raportul impuls/pauză al semnalului dreptunghiular de la ieșirea lui IC3 scade de la 90% la 10%. Semnalul, cu lățimea impulsului modulată, ajunge prin tranzistorul T1 la baza tranzistorului T2 al comutatorului electronic pentru curentul de încărcare.


* Vezi textul
IC 3 = 74123
5 V
R5
47k
5 V
2,4V
3
7
IC1
3130
6
2
4
R1
10k
R3
*
10k
RS 232
R6
33k
5 V
5 V
R4
*
10k
R2
10k
3
7
IC2
3130
6
5 V
16
IC3
8
C3
100n
0
0,8V
2
4
R7
15k

Acest montaj nu oferă nimic nou, dar are calități deosebite: după afirmațiile autorului, la o reglare atentă, se obține o precizie mai bună de 0,01% pentru liniaritate și sincronism (la utilizarea mai multor VCO)! De asemenea,

ace
dup
dint
ega
și p



ieșire atinge pragul inferior al triggerului Schmitt, acesta comută și T1 trece în starea de conducție. Acum prin R2 și T1 circulă un curent în sens invers, către masă; C1 se descarcă, tensiunea la bornele acestuia scade. Tensiunea de ieșire a lui IC1 crește până când atinge

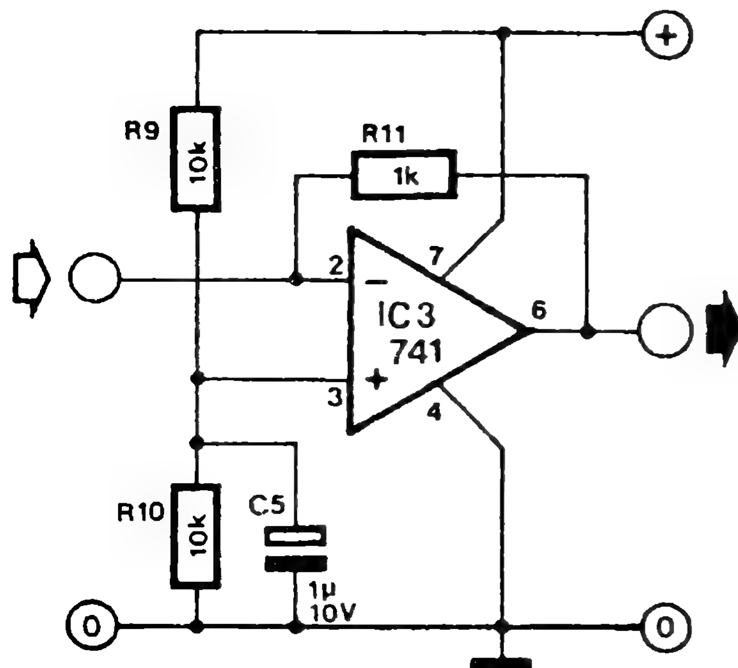
210 *Instalație de alarmă univers*

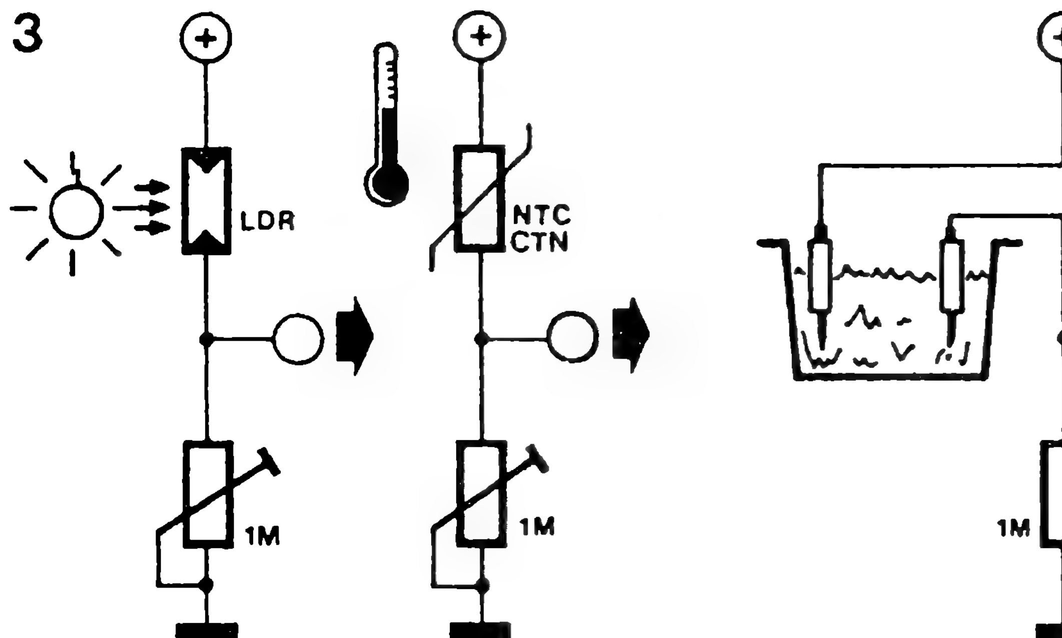
Un montaj care produce un semnal de avertizare atunci când recunoaște o anumită stare își găsește cu siguranță un larg domeniu de utilizare. Montajul prezentat este foarte adaptabil și poate genera un semnal de alarmă în cazul unui pericol sau al unei anumite situații.

Partea principală a montajului este construită foarte simplu (fig. 1); ea constă din două generatoare de semnale dreptunghiulare CMOS și un tranzistor.

N1 și N2 formează unul din cele două oscilatoare CMOS. Acesta conectează și deconectează periodic, prin tensiunea pe care o generează la ieșire, cel de al doilea oscilator (N5 și N6) a cărui frecvență de oscilație este în

filtru trece-jos format din R7 și C3. Acest filtru curs





211 Unitate universală de difuzo

Este vorba de un montaj compact compus din amplificatorul IC și difuzor. Cu acestea se poate construi un mic etaj final de maximum 1 W, cu o amplificare de 20, 50 sau chiar 200. Deci un amplificator universal.

Montajul este atât de simplu încât nici nu are nevoie de explicații. Este utilizat un circuit integrat de tipul LM 386. Dacă R1 și C2 se conectează în serie între pinii 1 și 8, atunci factorul de amplificare este 50. La o amplificare de 200, R1 este scurtcircuitat. În sfârșit, fără R1 și C2 se obține o amplificare de 20. Datele

imp
te fi
astf
exa
plăc

reco
den

mul
de j

Lista de componente

R1 = 1k2
R2 = 10 Ω
P1 = 10 k potențiometru semireglabil
C1 = 100 n
C2, C5 = 10 μ / 25 V tantal
C3 = 47 n
C4 = 220 μ / 25 V
LS = difuzor 8 Ω / 0,2 ... 1 W

LM 386A

LM 386

Tensiunea de intrare

Rezistența de intrare

Puterea la ieșire (K = 10%) tipică.

LM 386N-1

LM 386N-2

LM 386N-3

LM 386N-4

212 *Generator de semnale sinus*

Există mai multe montaje care, la prima vedere, sunt interesante pentru un cerc mic de cititori. Pentru a putea epuiza însă toate posibilitățile unui montaj, el nu ar trebui privit ca fiind unic; o combinație a două montaje diferite poate deschide noi perspective și poate trezi interesul mai multor electroniști. Astfel, din combinația unui sintetizator de frecvențe comandat cu cristal de cuarț cu un generator de semnale sinusoidale digital „Spot" ia naștere un generator sinusoidal extrem de stabil, reglabil în trepte.

cre
Ele
(cir
PLL
răm
divi
cu
ega
mo
ieși

frecvența de ieșire devine mai mare cu un factor n. Avantajul acestei metode constă în marea stabilitate în frecvență a semnalului de ieșire care depinde numai de cât de mult variază frecvența de intrare. Aceasta este produsă de un divizor 2^{15} (IC5 și IC6) din frecvența cristalului de 3,2768 MHz și măsoară 100 Hz. IC8 formează împreună cu IC11 divizorul reglabil care este conectat între una din intrările și ieșirea lui IC7; cu S3 ... S6 se poate regla factorul de divizare.

PLL-ul lucrează corect dacă acordăm condensatorul dintre pinii 6 și 7 la diferiții factori de divizare. Această sarcină este preluată de cele două comutatoare electronice ES2 și ES3. IC12, IC13 constituie un divizor prin 100, iar cea de a doua jumătate a lui IC6 împarte frecvența de ieșire a PLL-ului prin factorul 2.

Fig. 2 prezintă un montaj care constă în principiu dintr-o rețea de rezistențe și un registru de deplasare de 25 biți. Semnalul dreptunghiular simetric furnizat de generatorul digital cu cristal ajunge la intrarea D a primului registru secvențial. La intrarea de tact Clock a registrului se găsește semnalul, indicat în fig. 1, cu frecvența dublată de 15 ori. La ieșirile

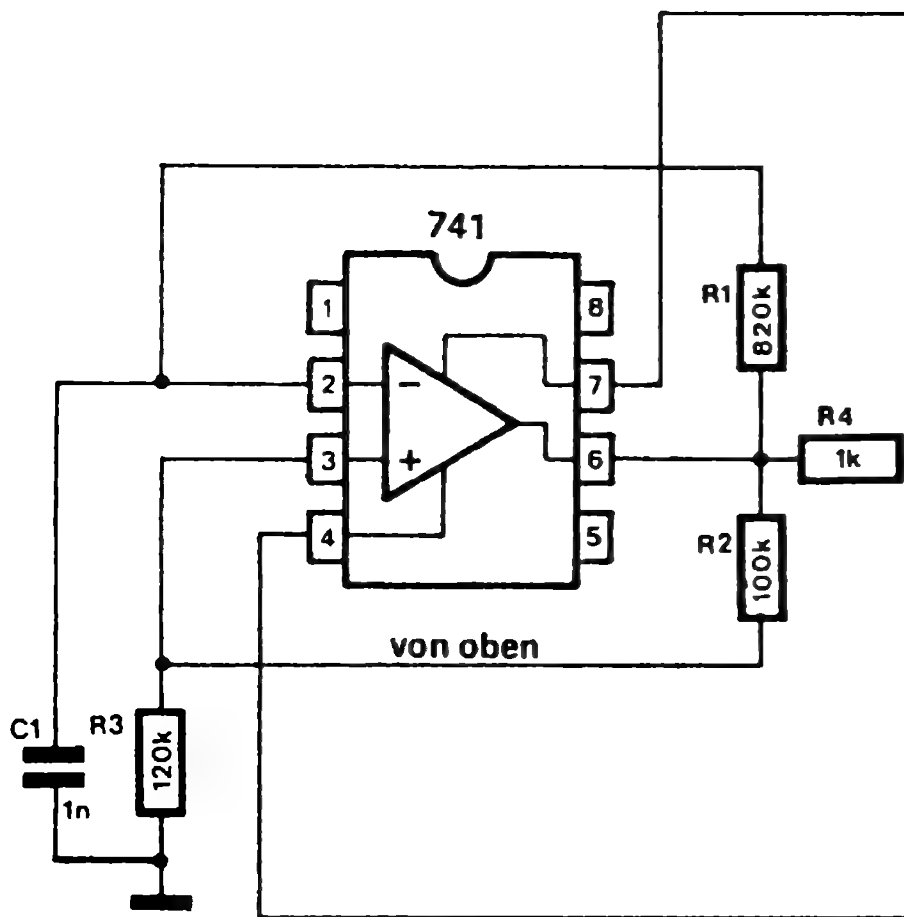
altu
R1(
ieși
IC2
soi(
mea
afer
por
plitu
5 V
Hz
sinu
de
o e
offs

dou
stat
furn
și
mag
ghe
de
rezi
obți
sinu

Acest aparat permite o verificare funcțională rapidă a amplificatoarelor operaționale; pentru aceasta amplificatorul de testat este conectat ca simplu generator de semnale dreptunghiulare. La fel ca testerul pentru circuitul 555, descris de asemenea în această carte, montajul de față nu ridică probleme de construcție și

poa
rul p

neir
ge
din
siur



(la redresarea pozitivă) ori că alternanța pozitivă (la redresarea negativă) este atenuată. Mărimea de referință a operației de redresare

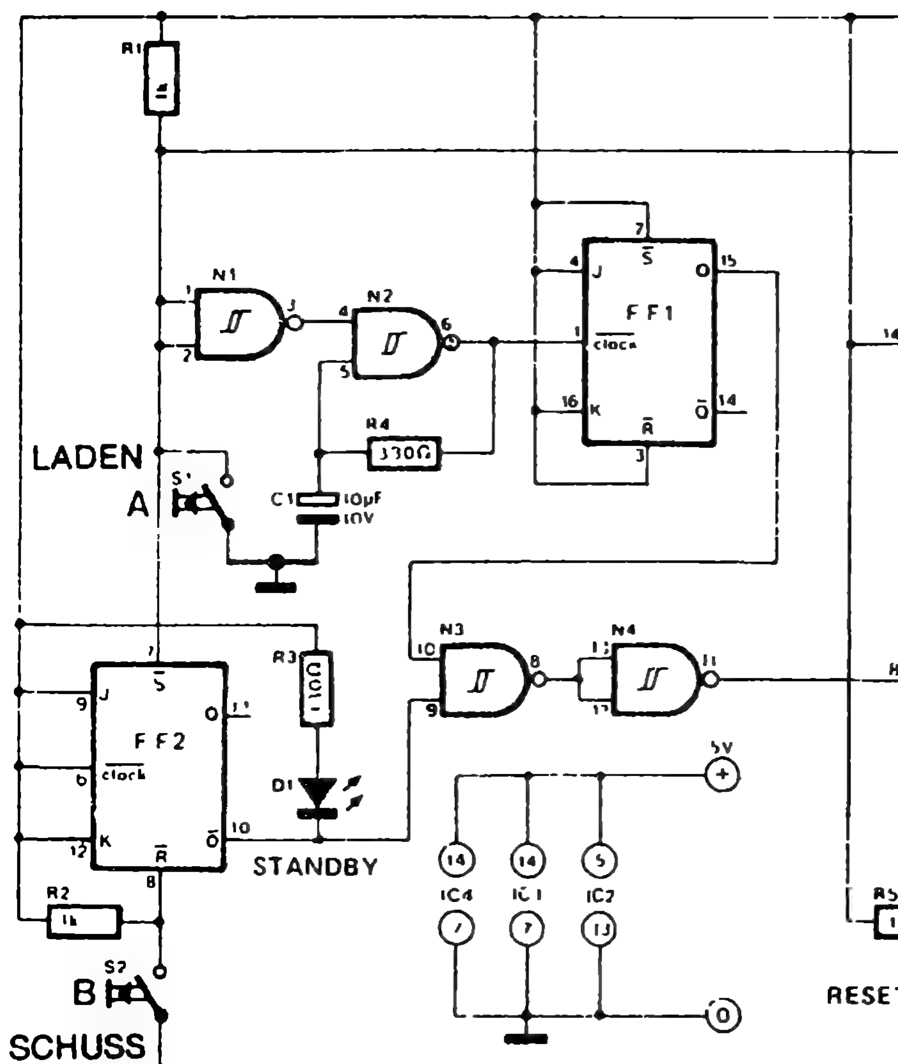
montaj este prezentat în fig. 1. El permite trecerea parțială a tensiunii alternative Ui existente la intrare, și anume doar a părții ce se găsește deasupra tensiunii U_R. Fig. 2 clarifică

să r
mită
ta s

cee
ace
dres
ace
lor
poa

Montajul imită cunoscutul joc „Break-Out". Scopul acestui joc este de a arunca la țintă cât mai multe pietricele din cât mai puține încercări. În această variantă, rolul pietricelelor este jucat de șase LED-uri.

LED
se
se
tast

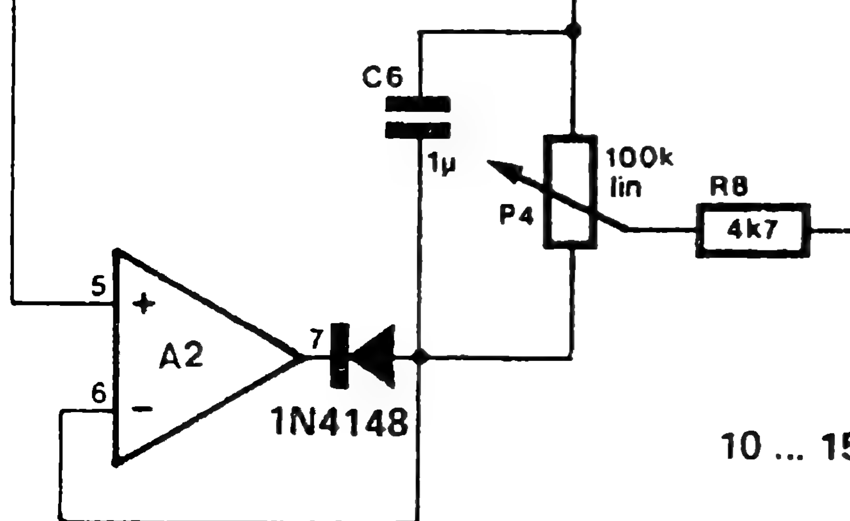


216 *Montaj de efecte dinamice*

Există multe montaje de efecte sonore pentru chitarele electrice. Cu puține excepții, este vorba în general de montaje de limitare care deformează semnalul până la o anumită valoare. Nu are importanță dacă aceasta se realizează prin supraexcitarea etajelor de amplificare sau prin montaje de limitare cu diode.

Dezavantajul unor asemenea montaje constă în nivelul de deformare reglat fix. Odată ce acest nivel este atins, amplitudinea la ieșire rămâne limitată la această valoare; orice dinamică a semnalului de intrare este pierdută.

În practică, pentru reglarea nivelului de deformare avem doar două alternative, la fel de neconvenabile: fie se reglează nivelul de deformare atât de jos încât chiar și semnalele mici sunt deformate – și atunci avem o susținere continuă (chitara nu mai poate deveni silențioasă) – fie se reglează nivelul astfel încât sunt limitate doar vârfurile semnalelor. În ultimul caz chitara sună distorsionat doar la ciupirea corzilor și devine „moale” imediat ce acestea nu



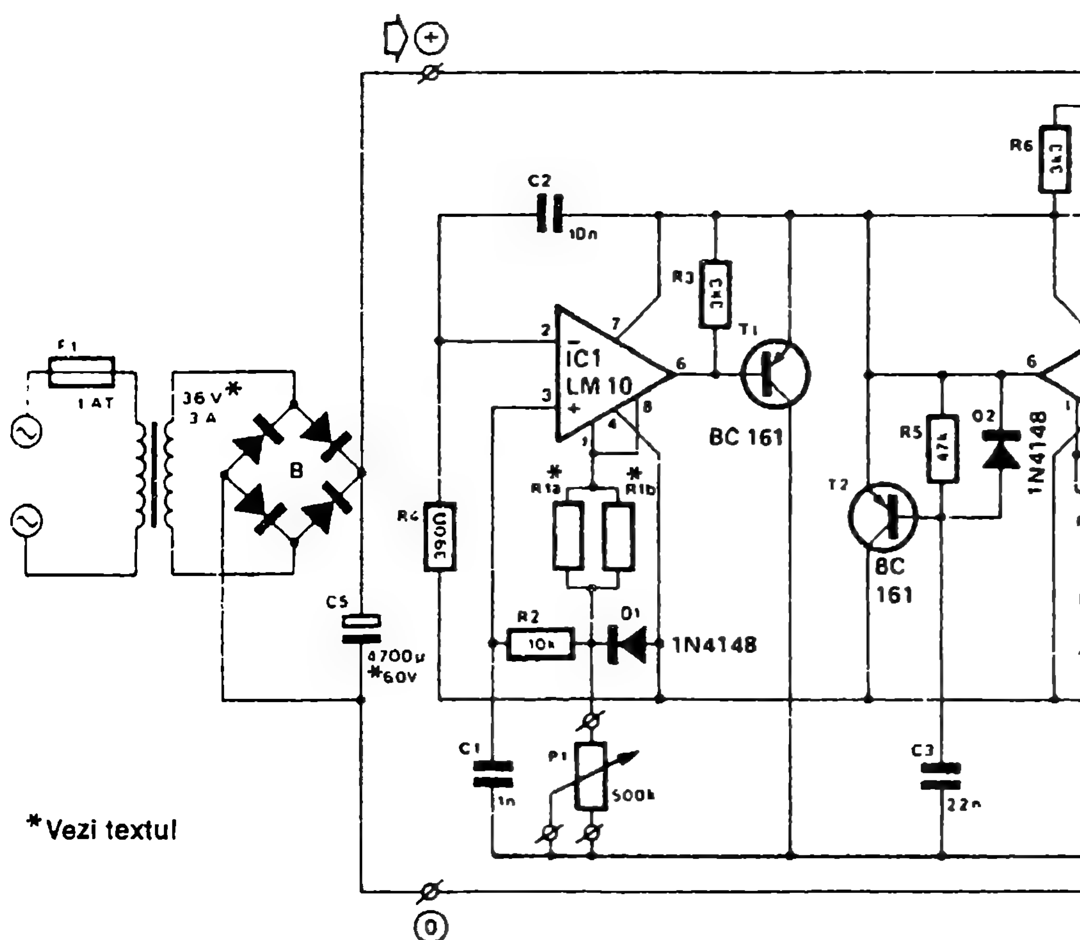
Montajul de distorsionare a fost preluat fără modificări din numărul pe noiembrie 1978 al revistei Elektor. La acest montaj, nivelul de distorsionare este reglabil separat cu P3 și P4 pentru alternanțele pozitive și negative ale semnalului. Aceste potențiometre au fost conectate inițial la +15 V și la –15 V, astfel încât era reglat un nivel constant de distorsionare. La distorsionarea dinamică, tensiunea de referință pentru nivelul de distorsiune este furnizată separat de redresoarele de valoare de vârf, construite cu A1 și A2, pentru alternanțele pozitive și negative. Este ușor de observat că, prin acest artificiu, nivelul de distorsionare reglat trebuie să urmărească valoarea de vârf a semnalului de intrare. Amplificatorul opera-

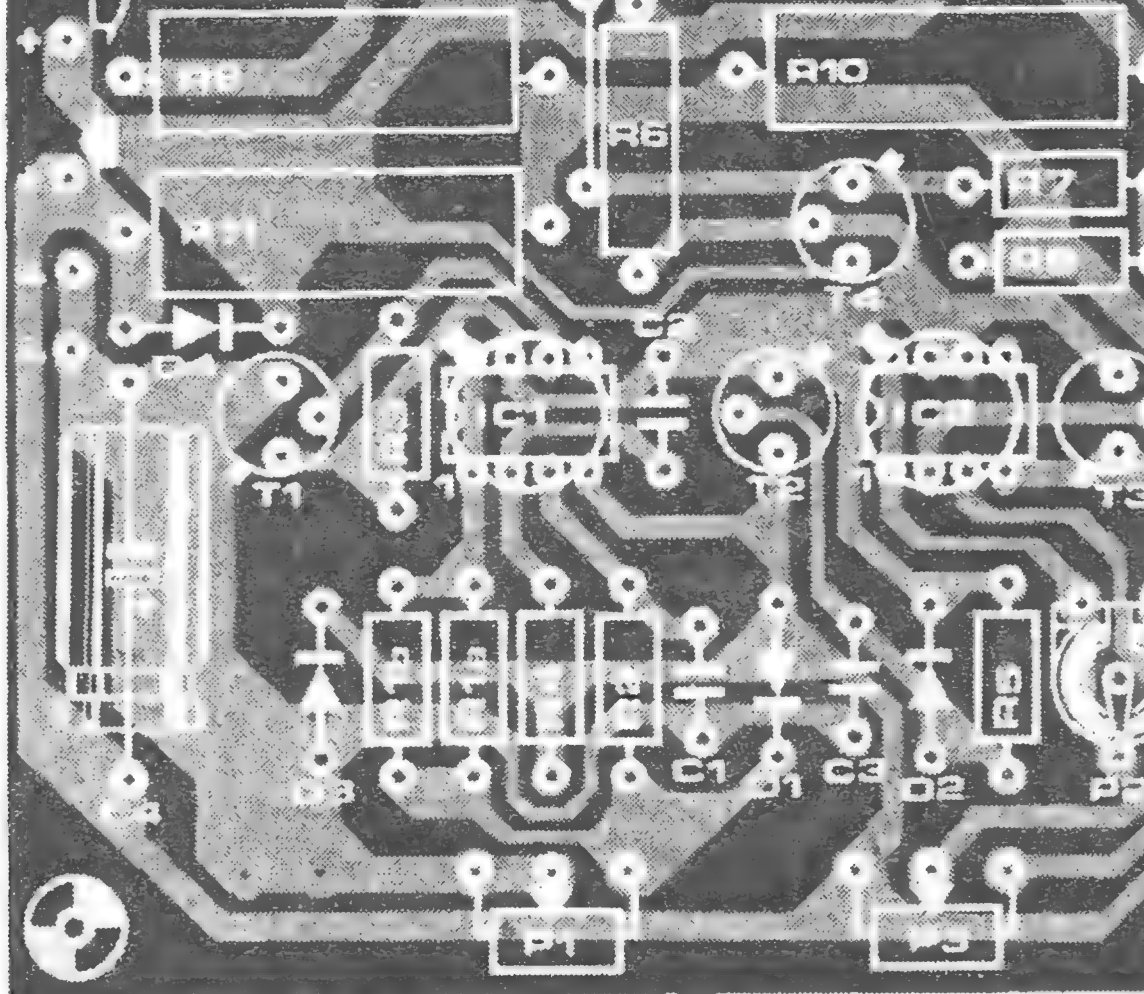
țior
am
ea
ser
chit
dist
rele
poz
nu
re p
dele
(do

ieși
tran

țialul tensiunii de ieșire; intrarea neinversoare este legată în punctul comun R1/P1. Amplificatorul operațional comandă baza lui T1 astfel încât o eventuală diferență de tensiune între cele două intrări ale sale să fie compensată. Curentul de colector al acestui tranzistor produce pe R6 o cădere de tensiune; aceasta influențează tensiunea de ieșire prin etajul final Darlington.

cu c
de
com
Prin
șire
amp
de
toru
loar





Tensiunea minimă de ieșire depinde într-o anumită măsură de sarcină, deoarece curentul foarte mic de alimentare al celor două amplificatoare operaționale circulă prin ieșire; de aceea este recomandabil ca ieșirea să fie încărcată continuu cu o rezistență fixă. Valoarea acestei rezistențe (R12) măsura 470 Ω / 5 W la aparatul prototip; cu ea s-a măsurat o tensiune

min

bilit
seo
mai
mor
poa
tens

mențin constantă tensiunea bazei lui T2, astfel încât și tensiunea pe rezistența R3 este constantă. Deoarece curentul prin R3 nu se modifică, și curentul de colector al lui T2 care circulă prin acumulator este constant.

Siguranța contra conectării greșite constă din T1, D1 și R1. Dacă acumulatorul este conectat corect, atunci tranzistorul T1 trece în starea de conducție ca urmare a restului de tensiune a acumulatorului. T1 conectează atunci sursa de curent constant T2. LED-ul aprins indică faptul că acumulatorul este încărcat. La conectare greșită a acumulatorului, T1 rămâne blocat, LED-ul nu luminează. Aceasta este indicația că acumulatorul trebuie conectat invers.

Montajul este astfel dimensionat, încât pot fi încărcate concomitent patru acumulatoare NiCd conectate în serie. Acumulatoarele tre-

bui
con
seri
încă

cân
încă
circ
bloc

tran
den
tru

219 *Releu de expunere pentru la*

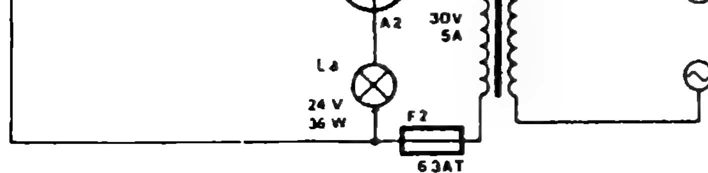
În anii precedenți au fost publicate în revistele de specialitate o mulțime de montaje de aparate de măsurare a intensității luminoase și

de
foto
în c

sau un instrument indicator al cărui punct de nul se găsește la mijlocul scalei. Totuși, un astfel de instrument nu numai că este mai scump decât două LED-uri, dar este și greu de citit în întuneric.

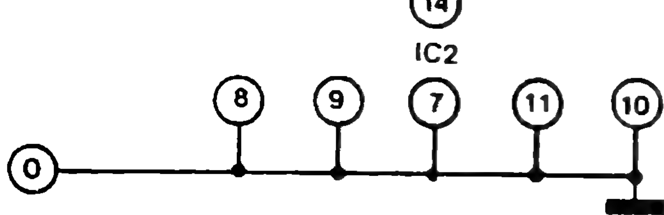
După reglarea echilibrului punții, situație în care ambele LED-uri sunt stinse, comutatorul S2 este adus în poziția 2. Condensatorul C3 este conectat acum la tensiunea de alimentare prin S2a, R4 și P1. El încă nu se poate totuși încărca deoarece un tranzistor existent în IC2 (555) scurtcircuitează condensatorul la masă.

Prin apăsarea butonului T3, acest scurtcircuit este întrerupt și concomitent este conectată lampa aparatului de mărit. Condensatorul C3 se încarcă prin R4 și P1; viteza de creștere a tensiunii depinde de poziția lui P1. Dacă tensiunea pe C3 atinge două treimi din tensiunea de alimentare, atunci releul de timp integrat revine în starea sa inițială; aparatul de mărit este deconectat, iar condensatorul C3 se descarcă din nou. Încă nu a fost explicat rolul potențiometrului P2. Cu acest potențiometru se poate modifica reglajul de bază al punții, astfel încât să se poată ține cont de deosebirile dintre sortimentele de hârtie. Reglajul corect al lui P2 trebuie realizat experimental.



24 ... 30 V / 5 A. Tensiunea de 30 V din secundar compensează căderea de tensiune pe care, de exemplu, o poate provoca un cablu prea lung. Montajul lucrează astfel: la baza tranzistorului T2 se găsește un semnal de 50 Hz; din acesta, T2 formează un semnal dreptunghiular care este condus prin poarta N2 la intrarea de tact a numărătorului IC2. Acest numărător binar cu 14 trepte numără impulsurile de 50 Hz până când ieșirea sa Q14 devine „1" logic și blochează astfel poarta N2.

Tranzistoarele T3, T4 și T5 formează un detector de trecere prin nul care este comandat de asemenea de semnalul de 50 Hz. Dacă tensiunea alternativă trece prin nul, atunci tensiunea la colectorul lui T5 scade la potențialul masei pentru circa 100 µs. Acest impuls ajunge prin N1 la baza lui T1; el comandă poarta triacului și conectează lampa la trecerea prin nul a tensiunii alternative. Iluminatul se stinge din nou când ieșirea Q14 a lui IC2 trece în starea „1" logic după scurgerea a 3 minu-



1 Hz.

Într-un circuit integrat de tipul 4060, alături de un numărător de 14 biți se găsește și un montaj oscilator. Aici se poate utiliza foarte bine ca bază de frecvență un ceas cu cristal de cuarț. Dacă se utilizează toate treptele de numărare ale circuitului integrat (2^{14} = 16384), atunci la ieșirea acestuia apare o frecvență de

222 *Indicator de continuitate*

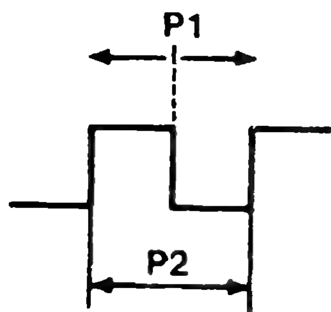
Cu acest aparat se poate verifica dacă între două puncte există sau nu o legătură galvanică. În cele mai multe cazuri se poate efectua o măsurare a rezistenței în domeniul ohmilor cu un multimetru, însă această metodă nu dă rezultatele scontate peste o anumită valoare, care nici nu este prea mare. Se pune deci întrebarea cum aflăm dacă este întreruptă o rezis-

ță mare sau mică (în măsura în care nu este mai mare de 5 M Ω). Dacă pe această cale de curent există o întrerupere, atunci poarta are o tensiune de +3 V față de masă și T1 conduce.

tinu
valc
nos

223 *Generator cu frecvența indep*

Sunt cunoscute multe variante de generatoare de impuls cu amplificatoare operaționale cu raport impuls-pauză reglabil. O variantă pare a lipsi totuși: un generator de impulsuri cu numai un singur amplificator operațional, la care raportul impuls-pauză poate fi reglat independent de frecvență.



D1,D2 = 1N4148
A1 = CA 3140/LF 356/LF 357

țează frecvența oscilatorului construit cu tranzistorul unijoncțiune T2. Ambii electrozi, care au formă de inel, sunt aplicați la două degete ale unei mâini. Un difuzor face audibil sunetul a cărui înălțime este o măsură a stării de relaxare. Cu cât starea de relaxare este mai profundă, cu atât sunetul este mai jos.

Cel de al doilea oscilator, construit cu tranzistorul unijoncțiune T1, produce de asemenea un sunet. În acest caz se poate totuși regla înălțimea sunetului cu potențiometrul P1, la frecvența ce corespunde, la celălalt oscilator,

225 *Aparat de măsurare a frecv*

Atunci când, ca electronist, ești interesat în special de domeniul audio, un aparat de măsură comercial, oricât de bun ar fi el, rămâne neutilizat în mare parte, deoarece cele mai multe domenii de măsură sunt rezervate altor scopuri. Montajul simplu descris aici permite utilizarea unui voltmetru magneto-electric normal, cu o impedanță de 10 kΩ / V ca aparat de măsurare a frecvențelor în domeniul audio.

Cu ajutorul lui P1 se poate regla aparatul la sensibilitatea maximă. Acest potențiometru modifică punctul de lucru al lui T1 și, cu aceasta, tensiunea de intrare pentru N4. Sensibilitatea maximă rezultă atunci când, în stare de repaus, tensiunea de intrare a lui N4 se găsește

226 *Filtru*

Multe receptoare universale și radioreceptoare ieftine prezintă o bandă largă care a fost selecționată pentru necesitățile recepției și care este prea mare pentru un radioamator. Receptoarele cu bandă îngustă și în special receptoarele cu lățime de bandă reglabilă nu fac parte din clasa aparatelor ieftine. „Bun" și „ieftin" par a nu se împăca împreună.

Dacă se dorește totuși ascultarea stațiilor de amatori pe cât posibil sărace în perturbații (SSB și CW), atunci filtrul de bandă audio descris aici poate diminua vizibil zgomotele perturbatoare. Pentru aceasta este necesar un așa-zis filtru „variable-state". Este vorba de un filtru de bandă a cărui frecvență medie și lățime de

a acestor două potențiometre se poate selecta, prin filtrare, un anumit domeniu de frecvență din întregul spectru audio.

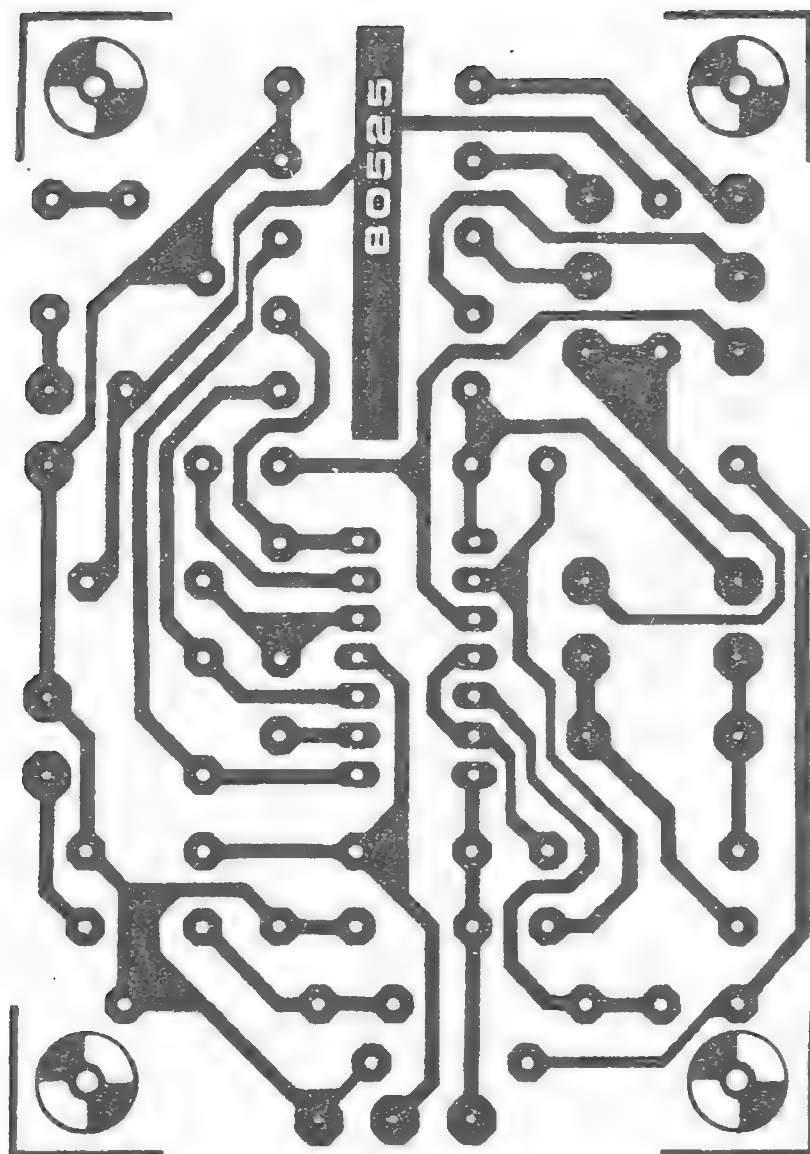
Deoarece comerțul cu receptoare universale și cu radioreceptoare ieftine pare să atingă o

R8,

R9,

R1

R1

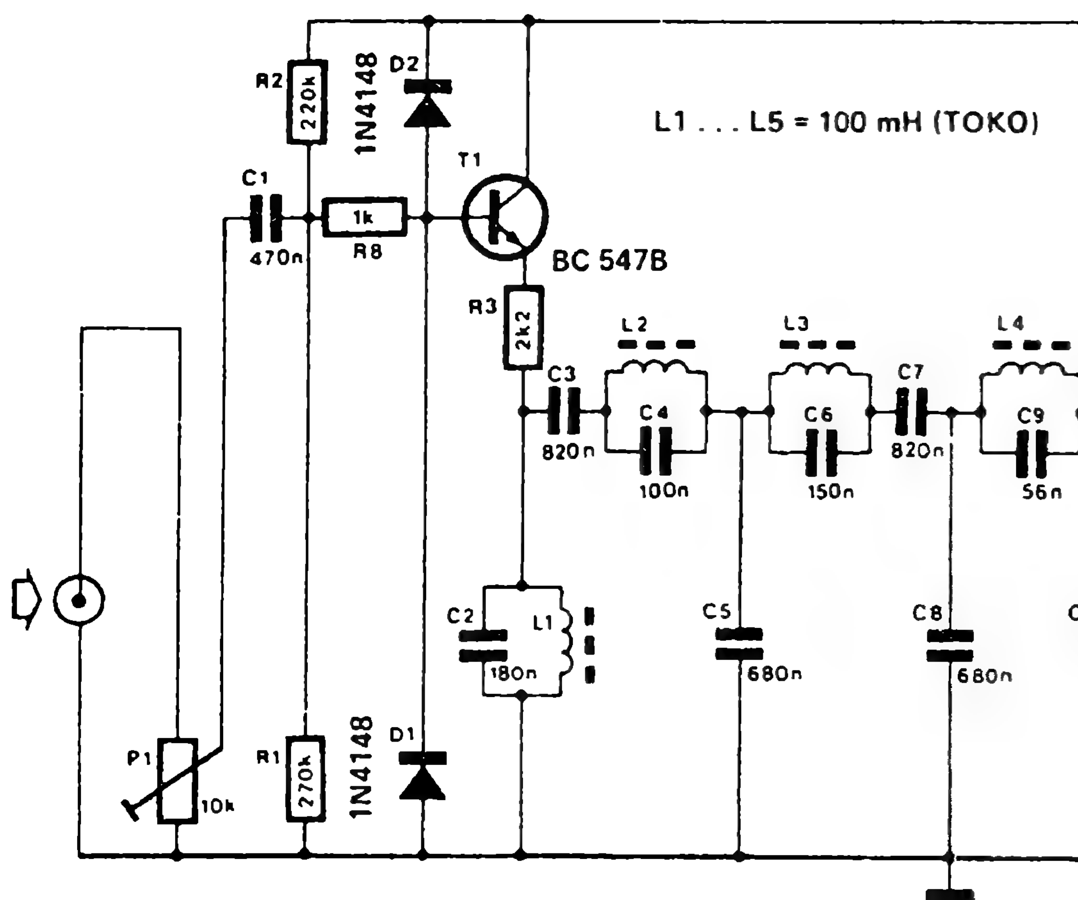


doar dintr-un singur circuit nu este adecvat acestui scop deoarece, din cauza selectivității dorite, este necesar un factor de calitate foarte bun.

3. Filtrul trebuie să fie ușor de reprodus și pe cât posibil să nu necesite acord, în timp ce costurile trebuie să rămână suportabile.

Aceste cerințe sunt îndeplinite aici prin faptul că frecvența de trecere a filtrului este joasă (600 Hz). Toleranțele elementelor constructive

frec
cele
ven
radi
este
Dec



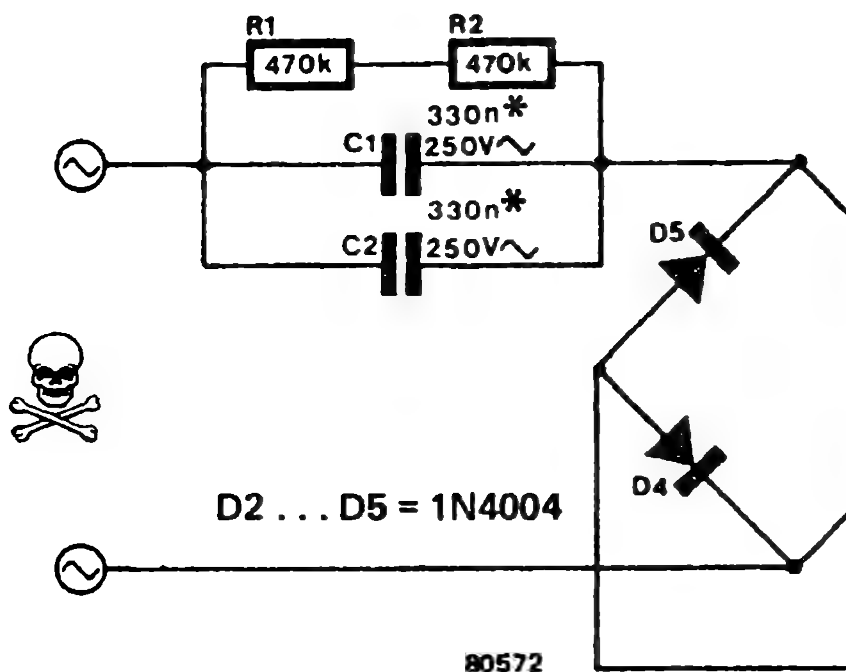
care a patru miniacumulatoare și, în plus, un randament ridicat și o curbă de încărcare plană. La această caracteristică de încărcare rezultă practic un curent de încărcare constant.

Aparatul nu necesită transformator. În locul acestuia, în circuitul de c.a., se găsește un condensator robust care are rolul de a limita curentul de încărcare la valoarea dorită (o zecime din capacitatea acumulatoarelor, deci 50 mA). Pentru a obține capacitatea corectă, au fost conectate două condensatoare în paralel. Redresorul este constituit din patru diode conectate în punte. Cu aceasta aparatul de încărcare

alim
prin
dec
rect

tată
intr
încă
duc
dou
car
se
acu

1



ambele contacte au fost desenate în schema montajului.

Rezistența la tensiune a condensatoarelor C1 și C2 trebuie să fie de minimum 250 V c.a. Atunci când pe condensator este dată doar rezistența la tensiunea continuă (numai o indicație, fără nici un simbol sau cu simbolul „–"),

229 *Clopoțel de ușă sensibil*

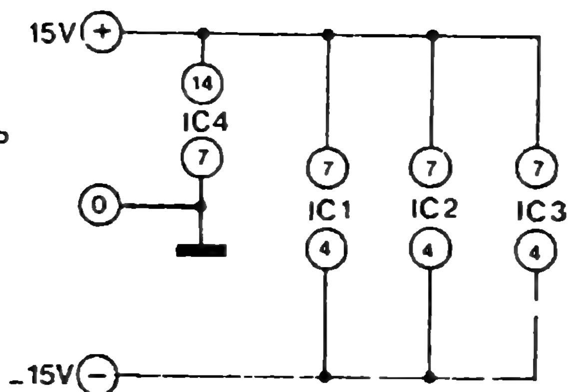
Un clopoțel de ușă mecanic, de modă veche, are o serie de avantaje în comparație cu cele mai multe variante electronice. El dă, acustic, diferite informații despre acela care stă în fața ușii și cere permisiunea de a intra. În funcție de temperamentul vizitatorului, clopoțelul sună mai tare sau mai încet, scurt sau lung, cu întreruperi sau continuu. Aceste aspecte nu au fost neglijate la soneria modernă comandată prin microprocesor.

Dacă se dă importanță și astăzi unor ase-

și semnalul inversat de A2, astfel încât atât

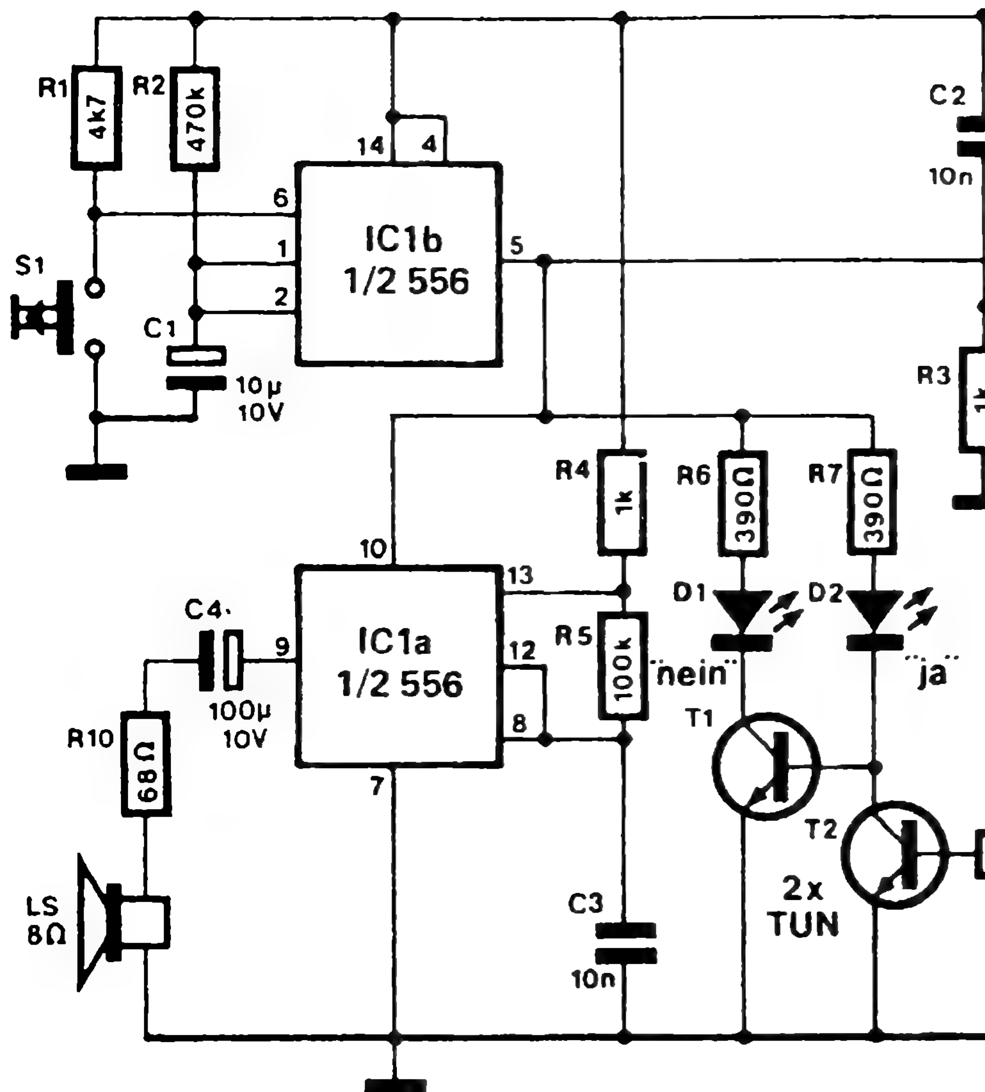
* Vezi textul

A1 . . . A3 = IC1,IC2,IC3 = 741 DIP
N1 . . . N4 = IC4 = 4011

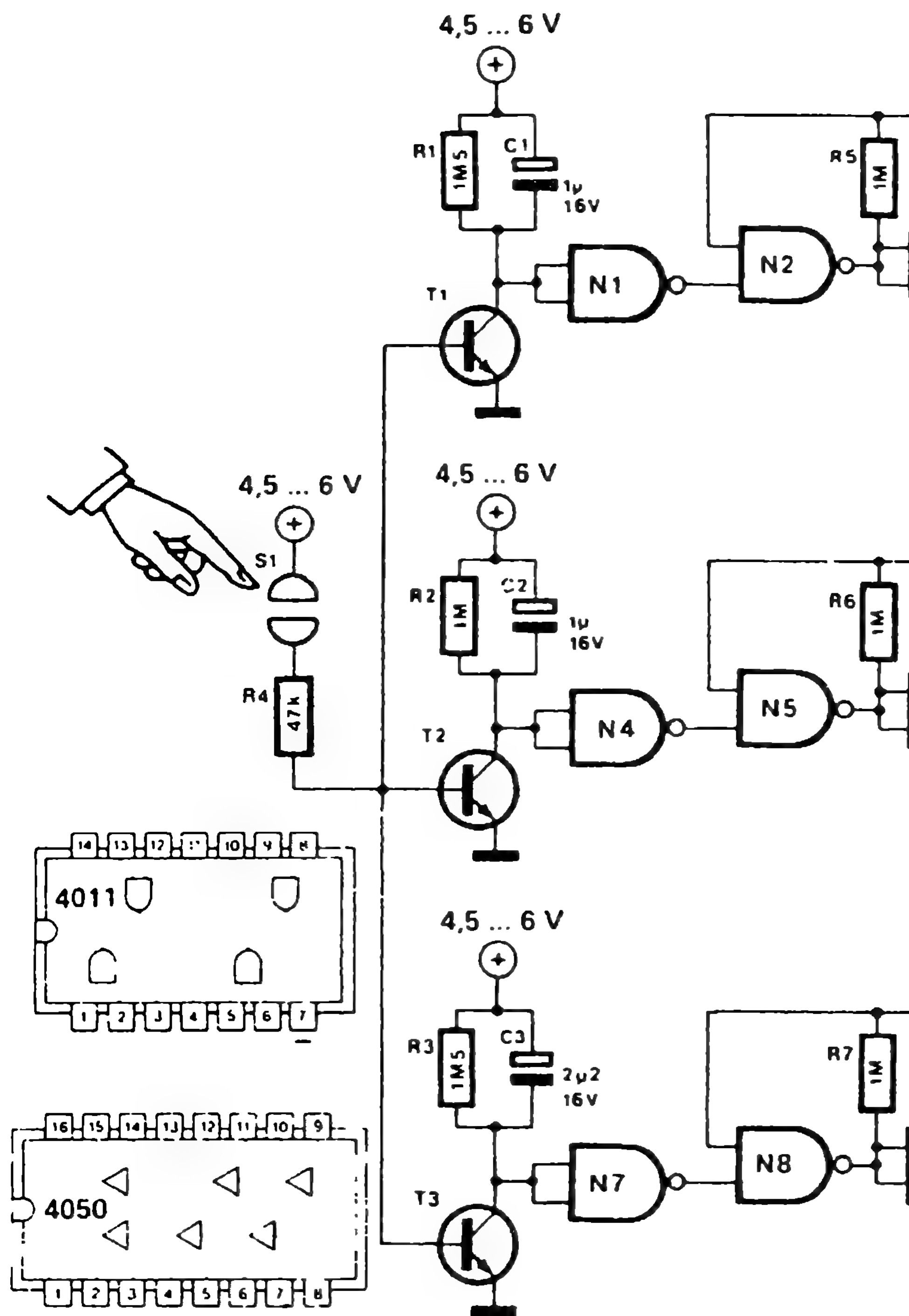


lucru. Odată cu frontul crescător al impulsului, numărătorul IC2 comută un pas mai departe; concomitent semnalul activează un oscilator construit cu cea de a doua jumătate a lui IC1.

sch
mer
Dup
de l



1



T1 ... T3 = BC 549C

acum, succesiv, câte un „1” logic. Fiecare ieșire (cu excepția ieșirii 9, care produce semnalul reset pentru numărător) este legată cu un buffer, cu o rezistență serie, sau cu o rețea de LED-uri. Din motive de claritate, au fost desenate aici doar câteva combinații, de exemplu N10/R8/D1; N19/R17/D10 și N28/R26/D19. Astfel, avem trei grupe de câte 9 LED-uri care luminează pe rând atâta timp cât se atinge senzorul.

Dacă se ia mâna de pe senzor, atunci cele trei oscilatoare, din cauza circuitelor RC din

circ
luc
cel
acu
zăt
plă
mo
„1”
IC1
am
anu

232 *Eliminarea perturbațiilor la*

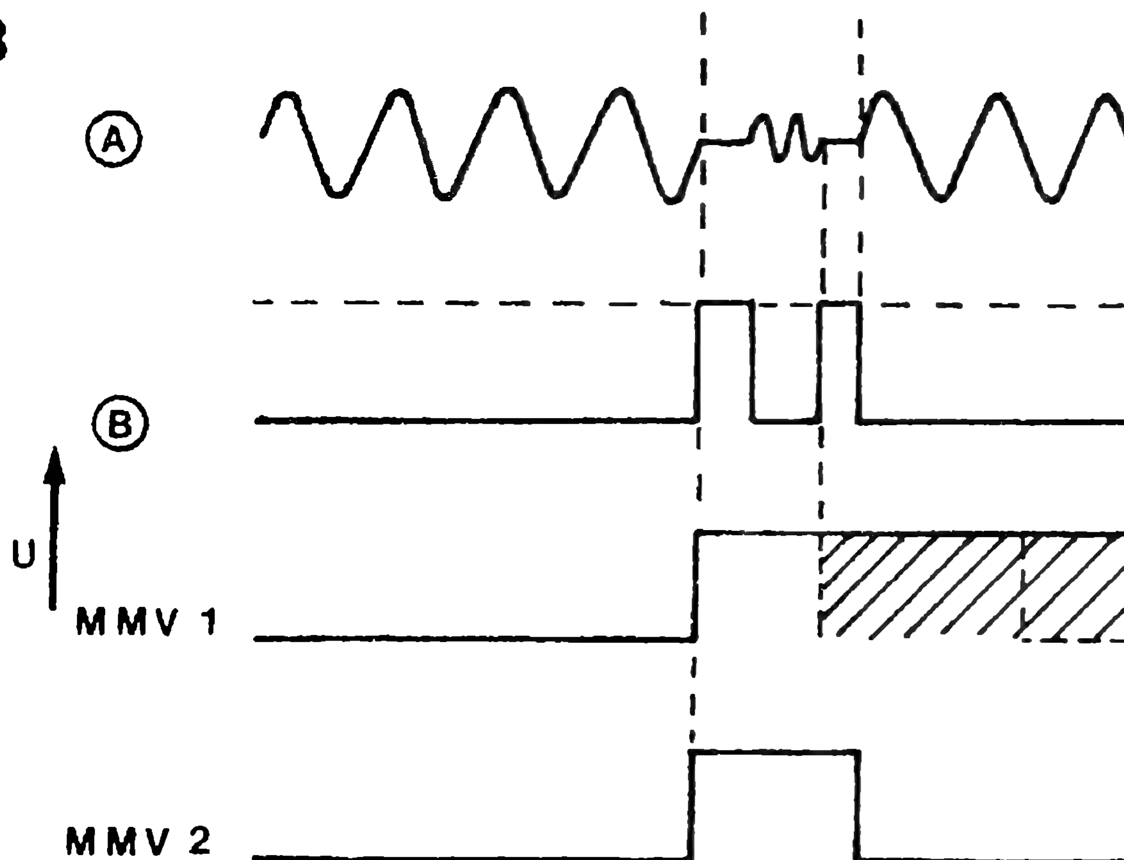
Impulsurile perturbatoare la receptoarele pentru comandă de la distanță sunt nedorite și, în special la aeromodelele cu telecomandă, cu urmări fatale. O eliminare eficientă și totuși foarte simplă a perturbațiilor poate fi realizată cu două multivibratoare monostabile (MVM). Fig. 1 prezintă schema bloc, iar fig. 2 un mon-

taj
firm

con
suri
toa
inte

pulsul de comandă necesar pentru registrul secvențial și servomecanism – fără perturbații! Dacă apare o perturbație de durată, atunci impulsurile ulterioare ale lui MVM2 sunt excluse, iar servomecanismul rămâne într-o stare definită. Timpul de oprire al lui MVM1 ar trebui să fie de două ori mai lung decât durata normală a impulsului; timpul de oprire al lui MVM2 poate fi cuprins între 0,2 și 0,5 ms.

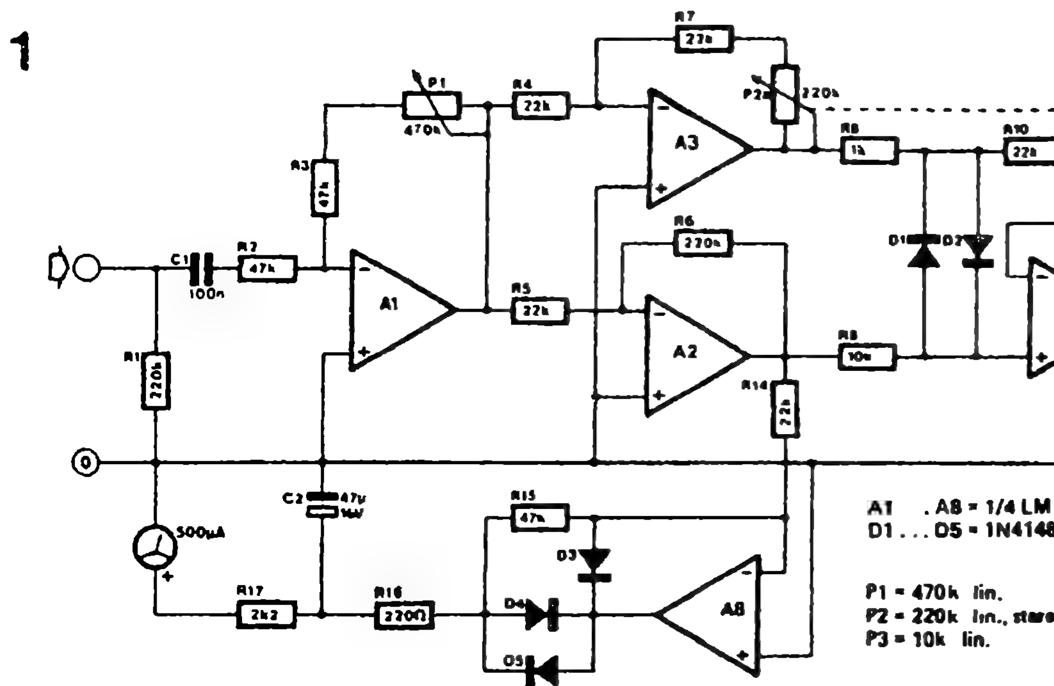
IC2
pinu
pinu
tecț
cep
fiinc

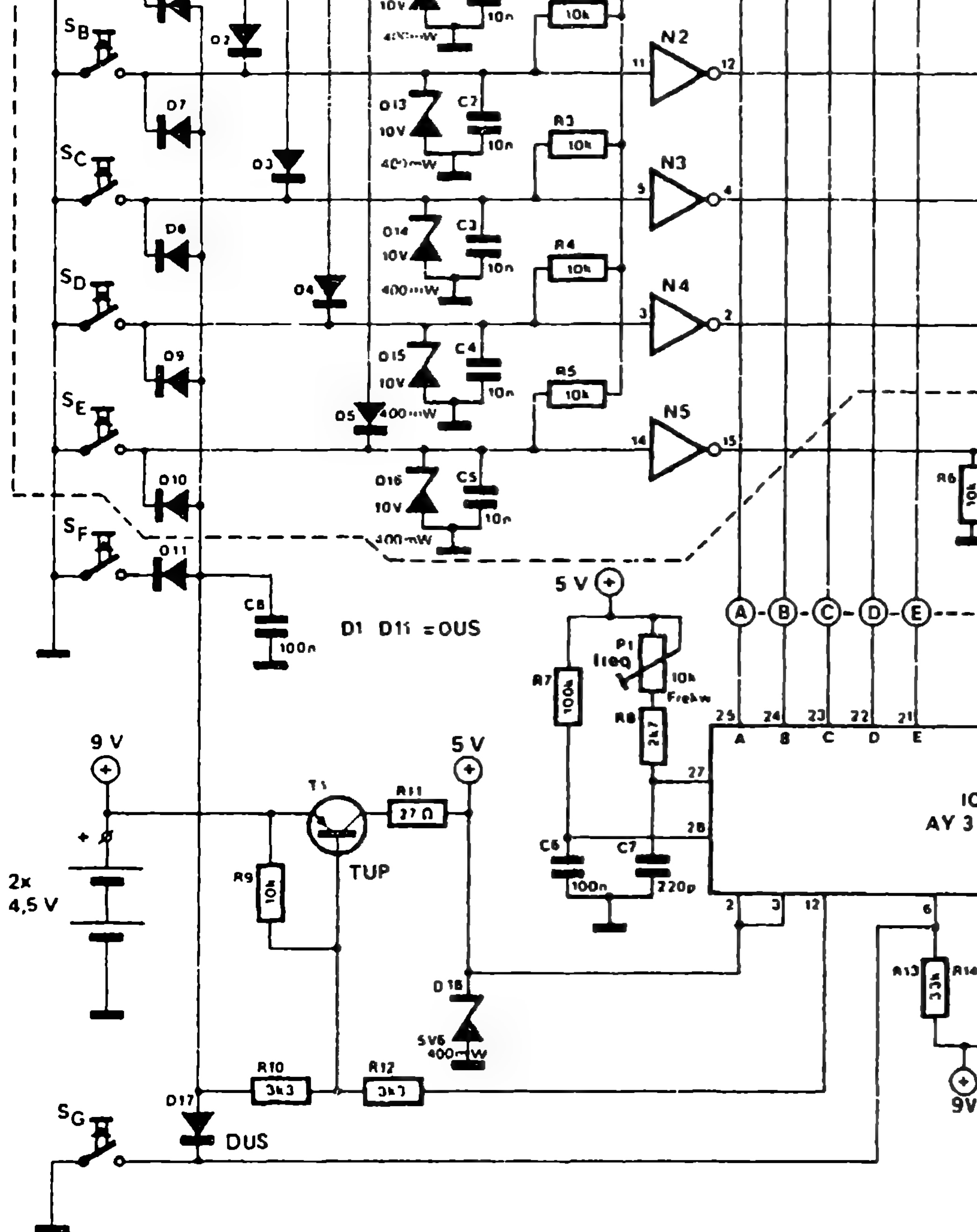


se facă la amplificatorul conectat la chitară.

A1 servește la modificarea impedanței și la prereglajul nivelului. Cu A3 acest nivel este amplificat constant cu factorul 10 (20 dB). În funcție de amplificarea lui A3 reglată cu P2a, semnalul este limitat la intrarea neinversoare a lui A4 prin D1 și D2. În punctul comun R9, R10, apare acum un semnal care poartă pe vârful undei sale un mic impuls și reprezintă de fapt semnalul prelucrat. A5 inversează acest semnal și are rolul de a egaliza, prin P2b, amplificarea lui A3 cu aceea a lui A2. În acest scop, reglarea lui P2a și P2b se face în

1





SB
SC
SD
SE
SF
SG
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D9
D10
D11
D13
D14
D15
D16
D17
D18
10V
400mW
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
10n
100n
220p
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
10k
100k
2k7
3k3
27 Ω
33k
N2
N3
N4
N5
D1 D11 = DUS
DUS
5 V
9 V
2x
4,5 V
T1
TUP
5V6
P1
10k
A
B
C
D
E
AY 3

din bornele A ... E care se pune la masă, iar pinul 15 al lui IC2 se leagă cu unul din pinii notați cu cifrele 1 ... 4.

Există, bineînțeles, mai multe posibilități de a realiza aceste legături: se pot utiliza pentru aceasta punți de sârmă, astfel încât să fie programată o anumită melodie. Alternativa acestora o constituie comutatoarele care permit o selectare comodă a melodiei dorite. Cablajul pentru această jucărie muzicală este prezentat în fig. 3; în fig. 1 el a fost figurat printr-o linie

ma
teg
cin
pro
cu
dou
ara
con
Cifr
în fi

Lista de componente

Rezistențe

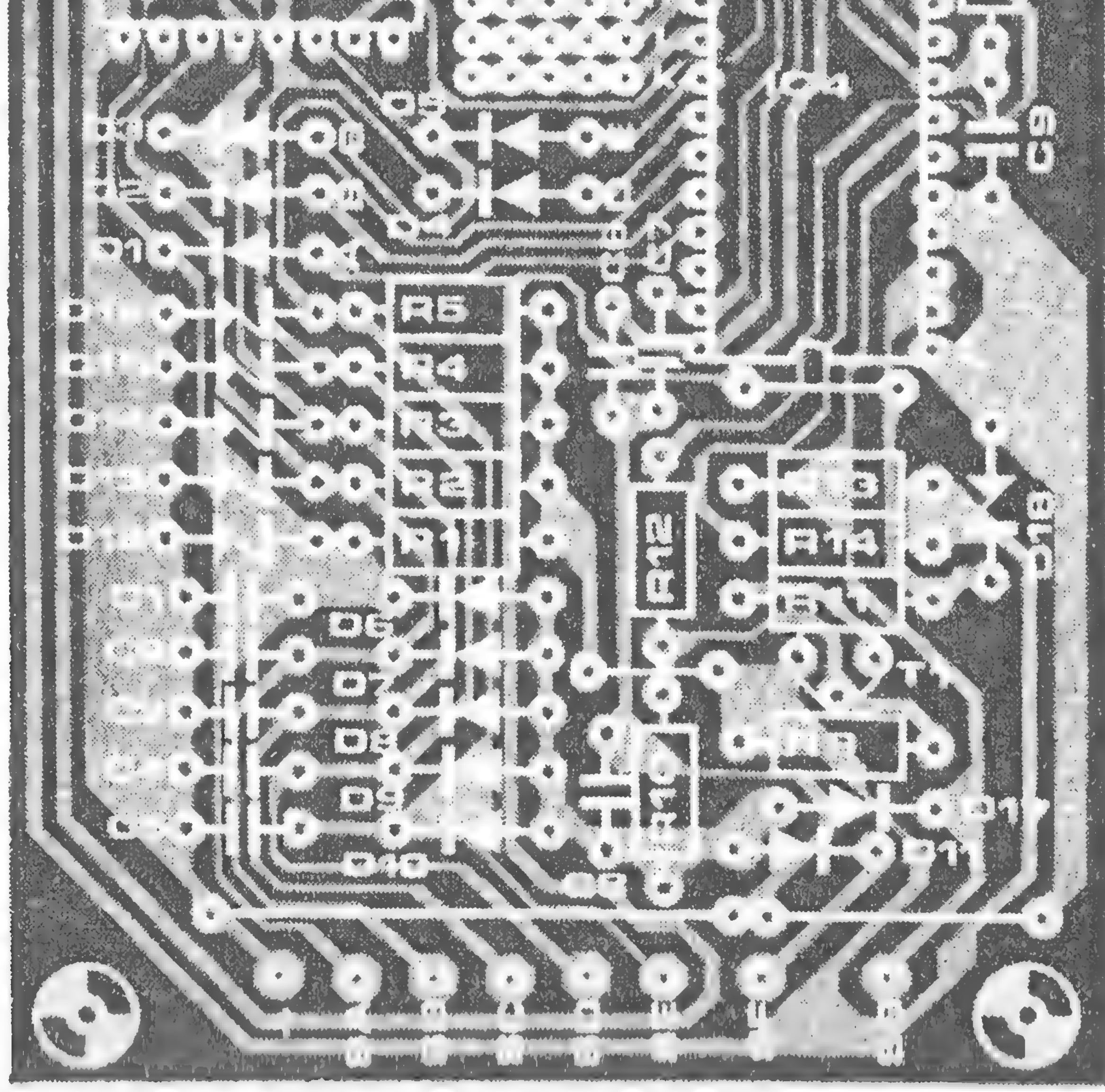
R1 ... R6, R9 = 10 k
R7 = 100 k
R8, R17 = 2k7
R10, R12, R16 = 3k3
R11 = 27 Ω
R13, R14, R18 = 33 k
R15 = 560 k
R19 = 47 k
R20 = 100 Ω
P1 = 10 k pot. semiregl.
P2 = 1 M pot. semiregl.
P3 = 500 Ω pot. semiregl.

Condensatoare

C1 ... C5 = 10 n
C6 ... C8, C11 = 100 n
C7 = 220 p
C9 = 220 n
C10, C12 = 10 μ / 16 V

Semiconductoare

D1 ... D11, D17, D19 = DU
D12 ... D16 = diodă Zener 10 V / 400 mW
D18 = diodă Zener 5V6 / 4
T1 = TUP


R5
R4
R3
R2
R1
R12
R14
D6
D7
D8
D9
D10
D11
D17
D18
C9
T1

rele N1 ... N5 și la comutatoarele electronice ES1 ... ES4. Melodia selectată este redată la apăsarea butonului S_F.

Componentele C6, C7, R8 și P1 sunt elemente constructive externe ale oscilatorului de tact din circuitul integrat. La pinul 26 poate fi măsurată frecvența oscilatorului divizată prin 4; ea poate fi reglată cu P1 și trebuie să măsoare 50 ... 250 kHz (la pinul 26). Se reglează P1 în așa fel încât melodiile să sune cât mai plăcut.

235 *Alimentator simetric simplu*

Pentru construirea unui alimentator simetric se utilizează de cele mai multe ori un transformator cu priză mediană și un redresor în punte. Acest principiu a devenit atât de comun, încât varianta prezentată aici aproape că a fost uitată. Ea necesită, este adevărat, capacități mai mari pentru atenuarea brumului de la rețea din cauza redresării monoalternanță.

În dimensionarea dată, montajul poate furniza un curent de maximum 10 mA, atunci când valoarea de vârf a tensiunii de brum are voie să fie de până la 0,2 V_W. Pentru alți cu-

tot mai slab și apoi se instalează tăcerea. Bateriile s-au descărcat. Ele nu sunt totuși simple baterii, ci acumulatoare NiCd care pot fi reîncărcate mereu. Dacă vrem să profităm cât mai mult timp de acest avantaj al acumulatoarelor NiCd, atunci descărcarea completă, ca în situatia descrisă mai sus, nu trebuie să se repete prea des.

Nu toate aparatele alimentate cu baterii sunt prevăzute cu o unitate de control al bateriilor. Aceasta conduce adeseori la situația că scăderea de tensiune este observată abia atunci când aparatul nu mai lucrează. Așa cum s-a menționat deja, descărcarea completă a acumulatoarelor NiCd prejudiciază considerabil durata lor de viață. Explicația este că, la încărcare, celula trebuie să suporte o pierdere de electrolit.

Pentru a putea utiliza economic acumulatoarele NiCd, relativ scumpe, autorul a conceput un montaj de supraveghere. El întrerupe furnizarea curentului către aparat atunci când tensiunea acumulatorului coboară sub o valoare prestabilită. Prin aceasta se oprește procesul de descărcare. Chiar și atunci când tensiunea crește din nou, ca urmare a stării de

ner nu ar trebui să depășească 400 mW; cel mai bine însă, 200 mW. Motivul este curentul foarte mic al diodei, de circa 200 µA. Dacă sarcina diodei Zener are o valoare redusă, atunci tensiunea Zener reală este sub cea calculată, iar funcționarea ireproșabilă a montajului nu mai este asigurată.

Comutatorul S1 are o funcție importantă. Dacă se renunță la el, atunci releul nu mai

237 *Amplificator de telefon*

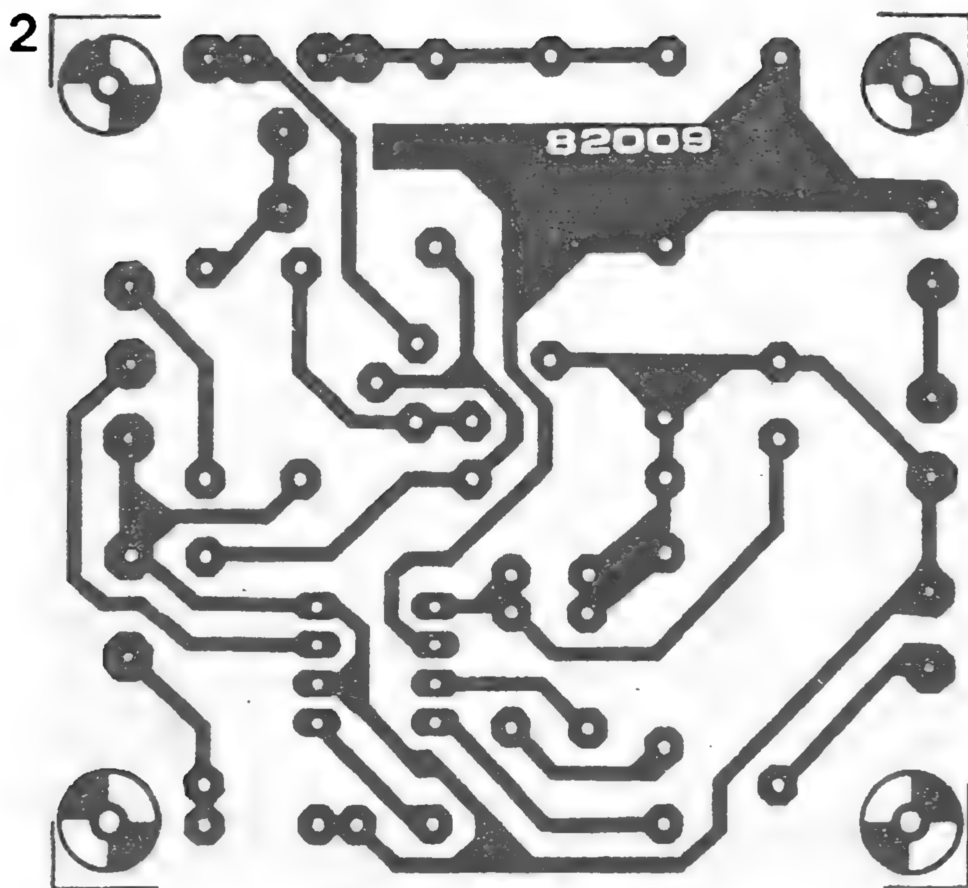
Convorbirile telefonice sunt adeseori stânjenite de proasta funcționare a liniilor. Există și excepții, datorate atât calității liniilor cât și unor interlocutori a căror voce poate să-ți „spargă” urechile. Un amplificator de telefon poate rezolva în mare măsură problemele datorate intensității scăzute a sunetului în receptor.

Montajul constă în principal dintr-un amplificator de putere, un difuzor, o bobină de cuplaj și o baterie. Micile semnale din bobină sunt transformate în semnale puternice, audibile în difuzor.

Bobina reacționează la modificările câmpului

și bateria. Prototipul a încăput într-o carcasă de plastic cu dimensiunile 120 x 65 x 40 mm. Se poate utiliza și un alimentator. În acest caz există adeseori probleme legate de brumul de la rețea, de aceea recomandăm varianta cu

Fig. 2. Placa și planul de echipare al amplificatorului de telefon. În afară de bobină, difuzor și baterie, au loc pe ea toate componentele constructive.



niv
cab
bui
stab
obți
tru
inte
un f
înap
ace

utile pentru receptoarele FM și SSB (bandă laterală unică). Prin utilizarea de componente accesibile, inclusiv a unui cristal de cuarț CB, costul aparatului este relativ scăzut. Un argument în plus pentru construirea montajului.

Fiecare radioamator are nevoie, mai devreme sau mai târziu, de aparate ajutătoare cu

sim
de t

Fig.
sim
prin

1

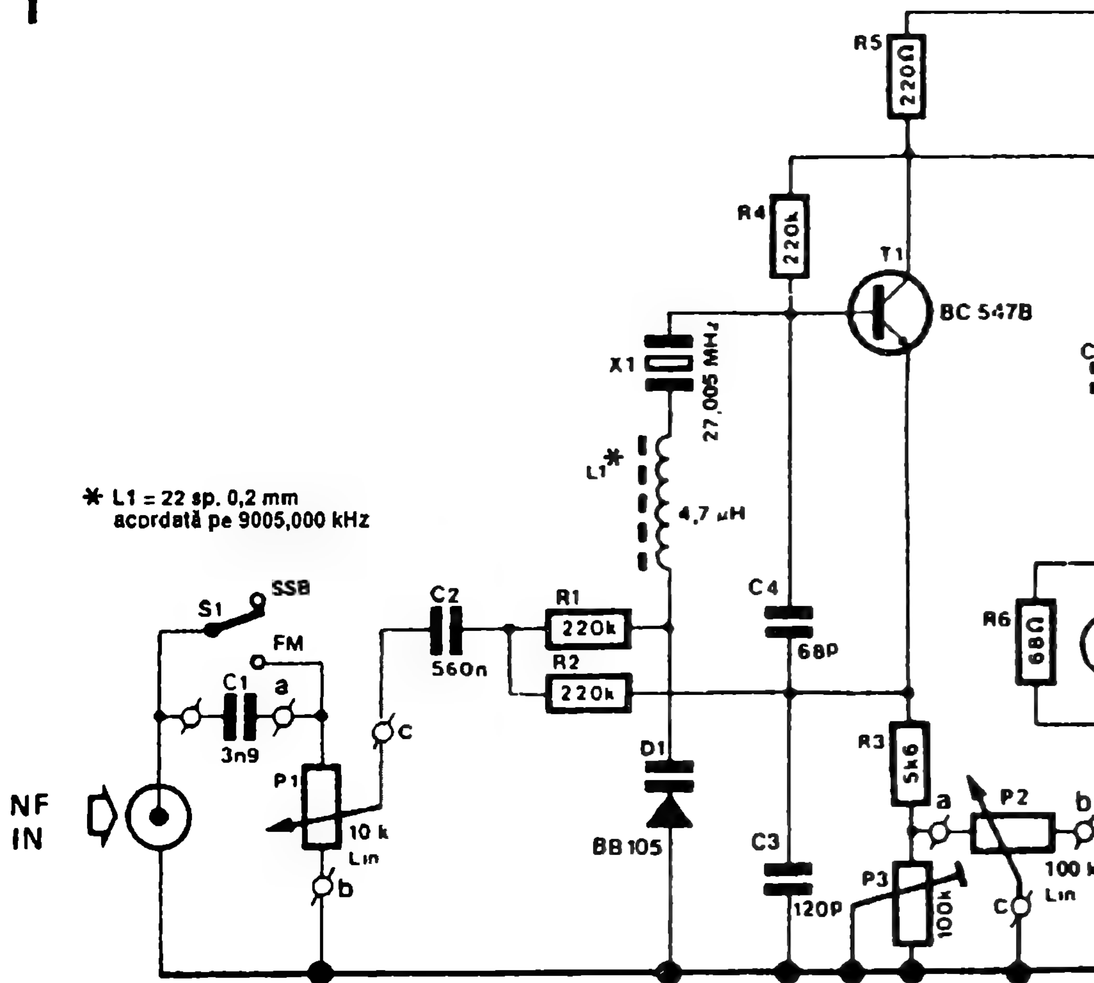


Fig. 2. Placa are dimensiuni mici, de aceea generatorul poate fi construit într-un format compact și ușor de utilizat.

bilă în mod continuu nu este atât de ușor de realizat. Problema este de a menține semnalul de ieșire cât mai stabil. În căutarea unor alternative ieftine, se poate imagina următoarea soluție: cu un cristal de cuarț CB se construiește un generator care să producă un mare număr de frecvențe. Cum? Privind schema montajului observăm: un oscilator multifuncțional. În ciuda faptului că se utilizează ca tranzistor un tip normal de BC, oscilatorul furnizează, în afară de frecvența fundamentală, și armonici puternice de la 9 MHz la domeniul GHz. Prin aceasta generatorul este interesant nu numai pentru cei care lucrează în CB, ci și pentru cei care lucrează în benzile VHF și UHF. Cea de a treia armonică a generatorului cade în banda 27 MHz (CB), cea de a șaisprezecea are 144,08 MHz (2 m), cea de a patruzeci și opta are 434,24 MHz (70 cm), iar cea

de
(ba
ma
Co

me
cor
baz
teș
est
cea
ver
ma
mo
din

ven
într
frec
bui
cila

Rezistențe

R1, R2, R4 = 220 k
R3 = 5k6
R5 = 220 Ω
R6 = 68 Ω
R7, R8 = 3k3
P1 = 10 k potențiometru liniar
P2 = 100 k potențiometru liniar
P3 = 100 k potențiometru semireglabil

Semiconductoare

T1 = BC 547B
D1 = BB 105
D2 = LED
IC1 = 78 L12
B1 = B 40C 500 (rotund)

Cond

C1 = 3
C2 = 5
C3 = 1
C4 = 6
C5 = 1
C6 = 1
C7, C8
C9, C1

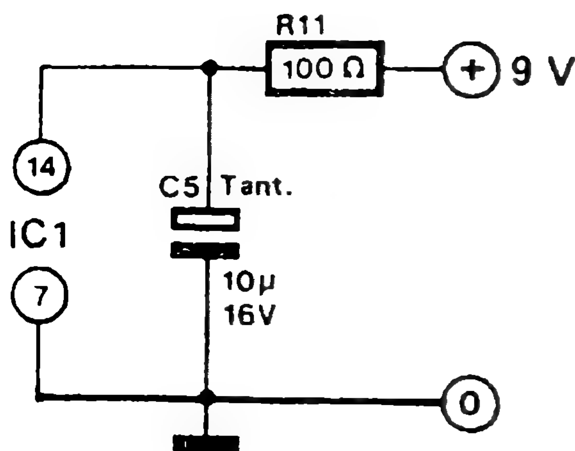
Divers

X1 = c
L1 = 4
Tr1 = t
S1 = c
S2 = c

239 *Lumină intermitentă*

În perioada din preajma zilei Sfântului Nicolae se construiesc multe cadouri originale pentru Sărbătorile de Crăciun. Pasionații de electronică sunt și ei în mare efervescență. Lumina intermitentă prezentată aici se pretea-

ză
tură
ori
mic
uri



termitentă se detașează clar. Datorită veridicității ei atrage imediat copiii și nu este uitată după scurt timp în cine știe ce colț.

Mic dar minunat

Fig. 1 arată că nu întotdeauna este nevoie de un microprocesor pentru a realiza un montaj eficient. Sunt suficiente câteva componente standard. Montajul constă în principiu din două „trepte de clipire" care comandă două beculețe. Deoarece nu toți constructorii din preajma Sărbătorilor de Crăciun sunt familiarizați cu electronica, urmează o scurtă descriere a montajului.

N1 ... N4 sunt patru triggere Schmitt conținute într-un circuit integrat CMOS. Cu N1 este

Fig
ter
te (
nai

Lis

Re
R1
R2
R3
R4
R5
R1
P1

Co
C1
C2
C5

Se
T1,
IC1

Div
La1
(ve
Bat

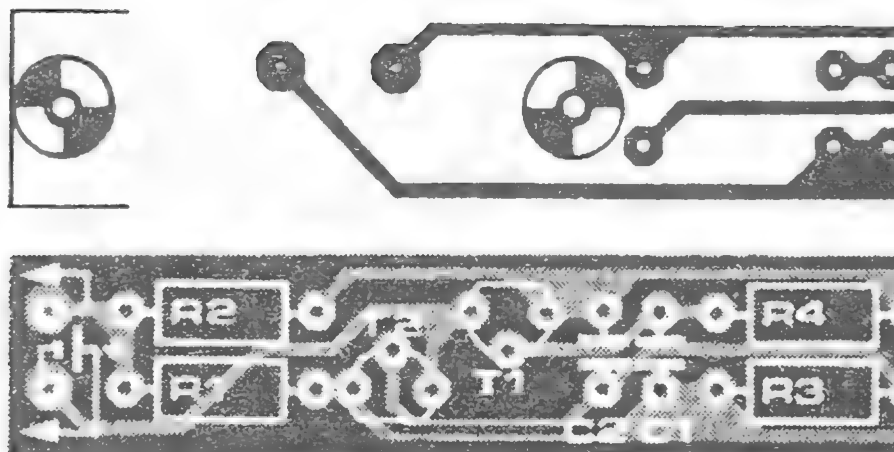
încarcă și se descarcă prin rezistențe. Să considerăm acum că ieșirea lui N1 este în starea „1” (circa 9 V). Atunci C1 este încărcat. Dacă tensiunea condensatorului atinge o valoare anume, atunci ieșirea lui N1 basculează în starea „0” (circa 0 V). Condensatorul este descărcat. În acest mod N1 furnizează o tensiune dreptunghiulară a cărei frecvență depinde de raportul lui C1 cu R1 și P1. Cu ajutorul lui P1 frecvența se poate modifica între anumite limite.

Tensiunea dreptunghiulară ajunge pe un circuit diferențial R/C, C2/R3. Deoarece R3 este legată la polul plus al tensiunii de alimentare, sunt influențate doar fronturile negative ale tensiunii dreptunghiulare. Se formează un scurt impuls care în cele din urmă comandă prin N2 tranzistorul Darlington T1. În circuitul de colector al acestui tranzistor se găsește un bec care luminează scurt. Rezistența R5 menține becul „la cald”. Prin aceasta se reduce curentul de conectare al becului, iar durata sa de viață crește. Aici, un bec de 6 V este utilizat la o tensiune de 9 V; prin aceasta, lumina sclipește puternic. Cea de a doua parte a montajului funcționează la fel cu prima; în schimb, cu ajutorul unei punți de sârmă se pot alege

nează singuri cablajele sunt în schimb confruntați adeseori cu problema defecțiunilor rezultate din prelucrarea acestora și chiar din conceperea lor în mod greșit. Posibilitățile amatorilor de multe ori nu sunt suficiente pentru a realiza cablaje precise cu trasee înguste. De aceea, nu se poate renunța la o inspecție amănunțită a produsului finit. O asemenea verificare se face de cele mai multe ori cu un ohmmetru. Procedeul are însă dezavantajul de a fi „legat de privire”. Cu alte cuvinte, trebuie privit cu un ochi la placă și cu altul la instrument. O

Fig. 2. Toate componentele, inclusiv buzerul și o baterie de 1,5 V, sunt introduse într-o țeavă de plastic. O sondă de măsurare este fixată rigid de această țeavă, iar cealaltă este legată printr-un cablu suficient de lung.

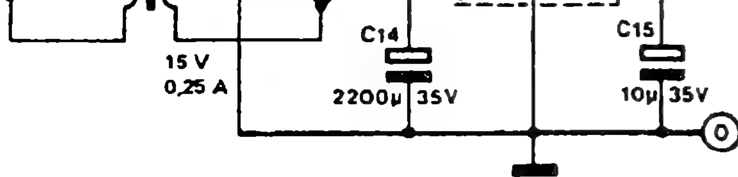
Lis
Re
R1
R3
Co
C1
Se
T1
Div
Bz
272
2
Ba



aici. El menține aproape constant curentul prin LED într-un domeniu al tensiunii de alimentare de la 5 la 24 V. De aceea montajul poate fi alimentat cu tensiuni puternic oscilante.

Curentul maxim prin diodele luminescente normale poate avea până la 50 mA. Realitatea este totuși că, la curenți de peste 20 mA, intensitatea luminoasă crește nesemnificativ. De aceea este normal să se mențină curentul constant la 20 mA. Pentru aceasta, se utilizează o sursă de curent constant construită cu tranzistoarele T1 și T2 și cu rezistențele R1 și R2. Montajul sursă de curent menține constant curentul prin LED, într-un domeniu cuprins între 15 mA și 27 mA, pentru variații ale tensiunii de alimentare între 5 și 24 V.

Funcționarea este relativ simplă. Dacă tensiunea de alimentare crește, prin tranzistorul T1 circulă un curent de colector mai mare. Prin aceasta, curentul bazei lui T2 crește și aduce acest tranzistor în starea de conducție; potențialul de colector al lui T2 devine mai negativ. Același lucru se petrece pe baza lui T1; ca urmare, T1 se închide tot mai mult și astfel



sigu
bun
„sup

IC1
ø6
L1 : KXC/K3265
D3
C8
Vedere de jos

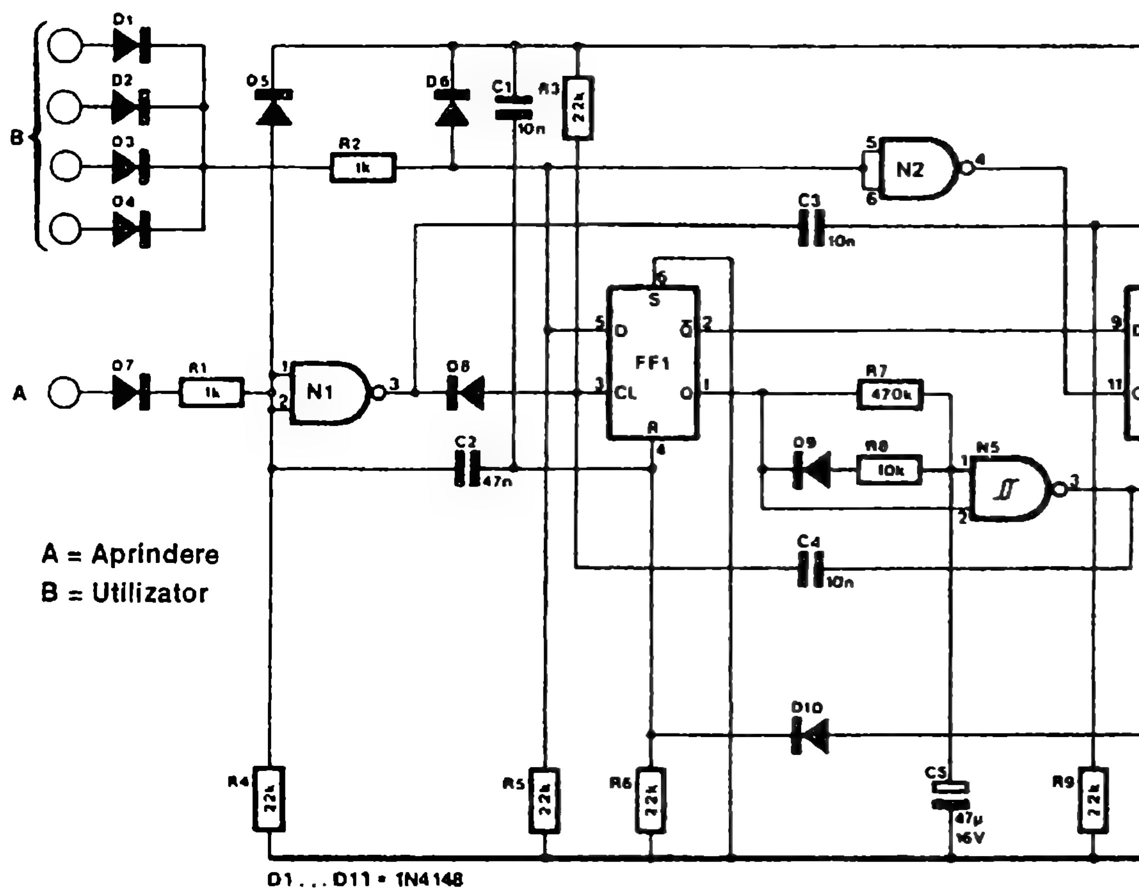
FI 1 : 27 MF
FI 2 : LF-H8
FI 3 : 455-D
TOKO

L1
P3
R1
1k8
100k
FI2
C3
4n7
R2
C2
100n
C8
4p7
D3
R4
4k7
BB 304
16 15 14 12 6
FI 1
1
5
IC1
TCA 440
C1
2
22n
7
C7
100n
2x
AA119
R7
3k3
D1
R5
10k
FI3
D2
R6
10k
3 8 9 11 13 4
C4
100n
C5
100n
C6
22n
R3
1k

tare; la ieșirea sa Q apare un „1” care îl deschide pe N3. FF1 preia informația logică la intrarea sa D, în acest caz un „0” logic, deoarece nu este conectat nici un consumator. La ieșirea Q a lui FF1 se găsește deci un „0”. Tranzistorul T1 rămâne blocat din cauza lui „0” logic de la ieșirea lui N4.

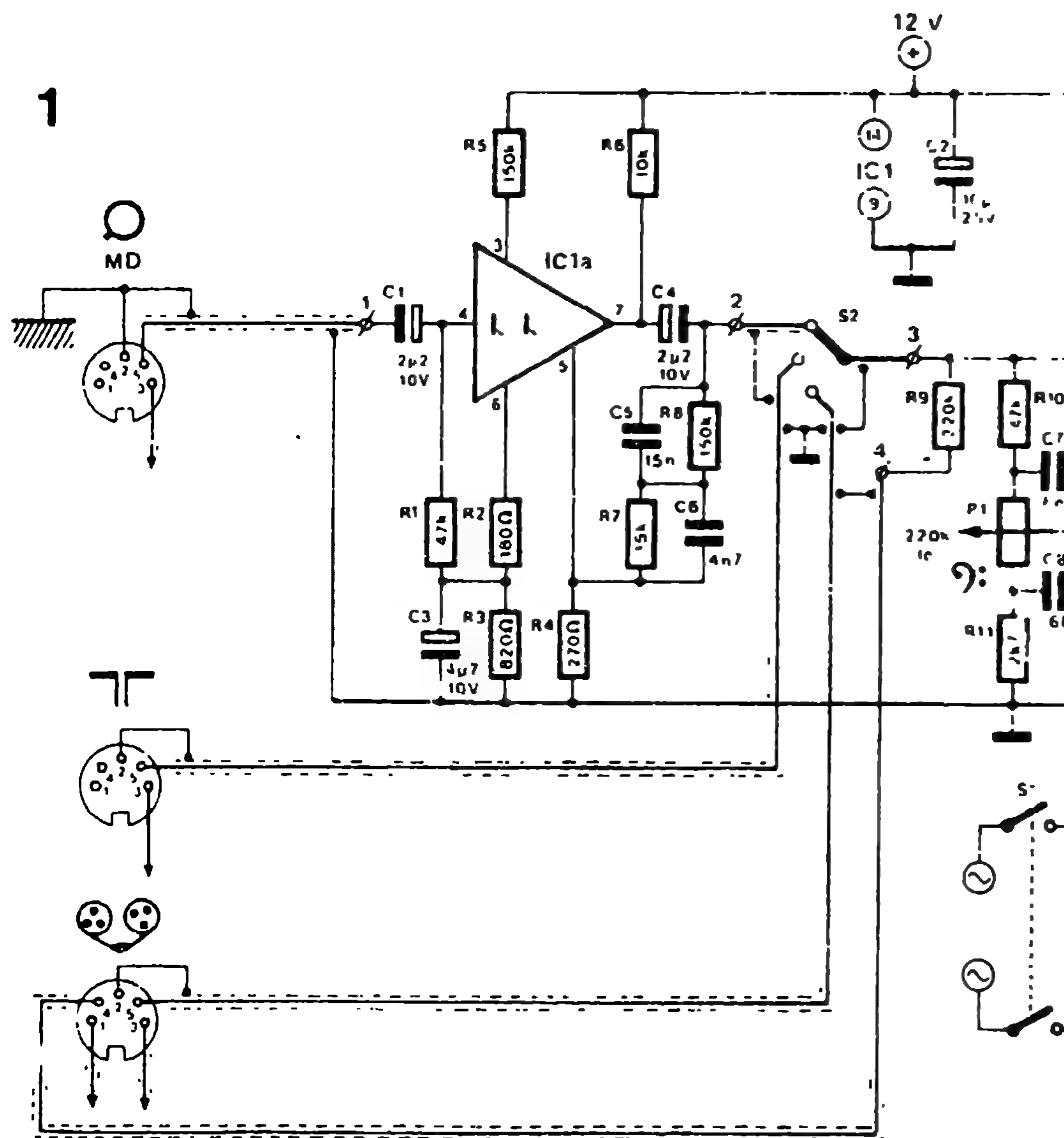
Un alt caz de funcționare este atunci când sunt conectați unul sau mai mulți consumatori. Aprinderea este conectată și apoi deconec-

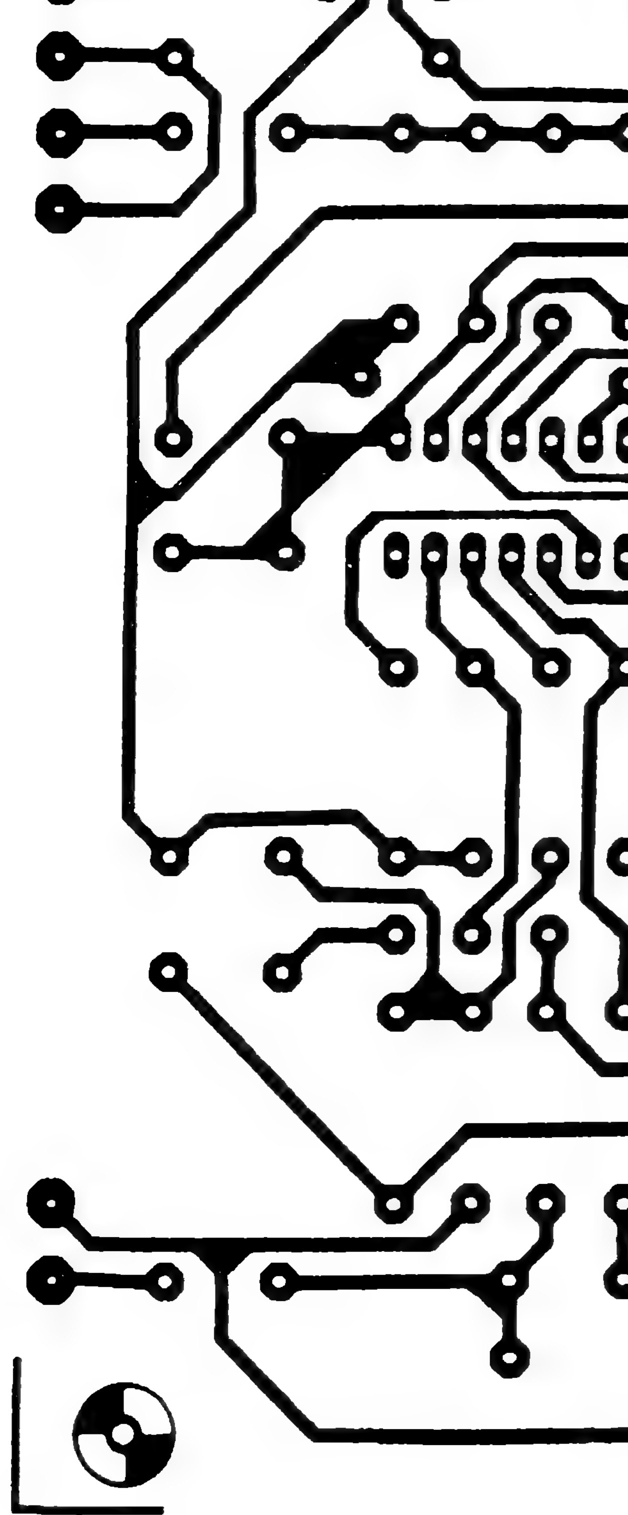
sus
tun
con
seb
con
ulti
pe
prin
toru
Cu

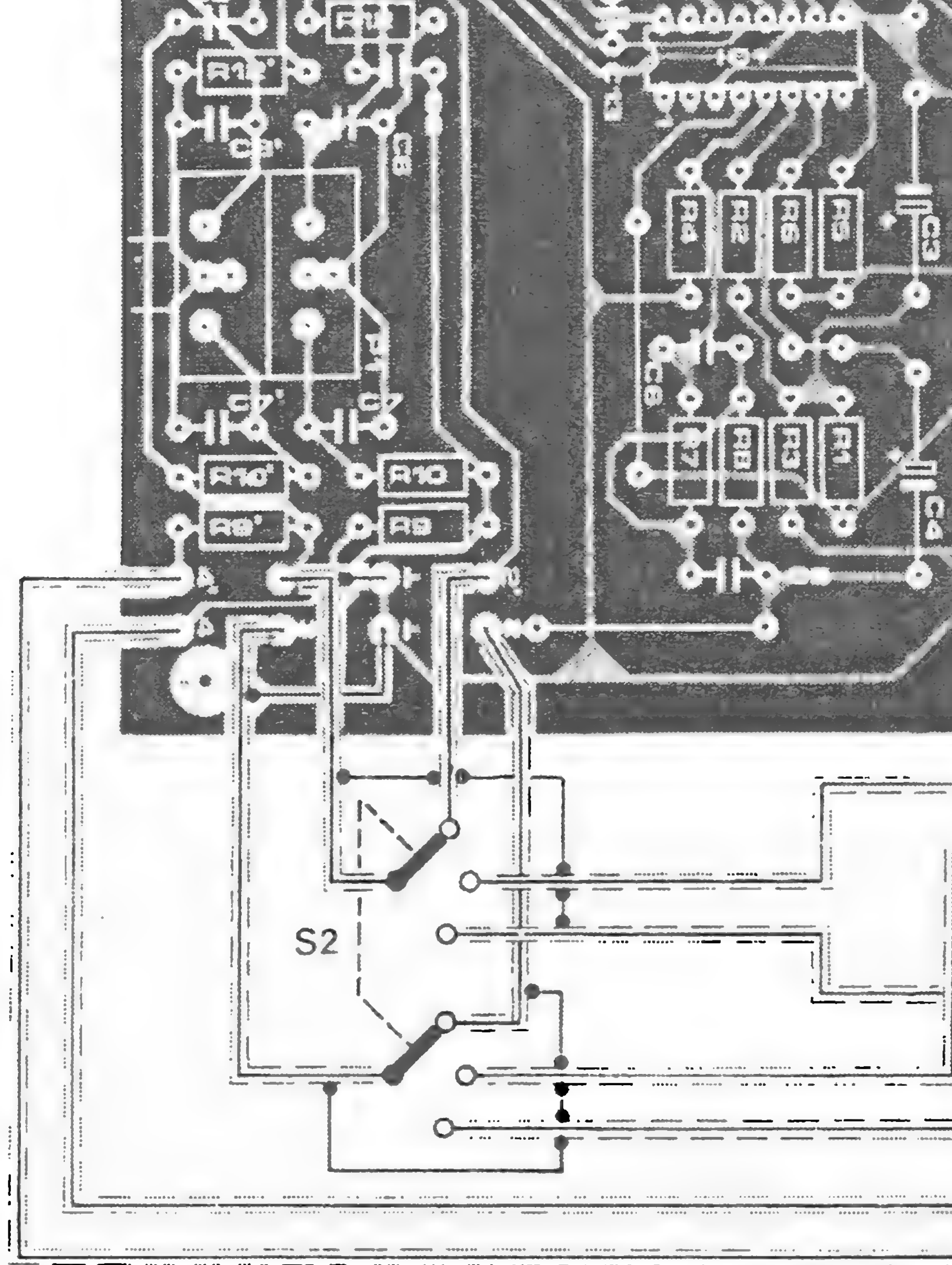


vede din fig. 1, conține un etaj preamplificator separat, format din două tranzistoare, care poate realiza o sensibilitate la intrare de 3 mV. Acest etaj, împreună cu R7, R8, C5 și C6 servește la corectarea frecvenței. Bașii proveniți

Dor
(–3
me
Rap
(ter







R12'
C8'
C7'
R10'
R9'
R10
R9
R4
R2
R6
R5
C3
C8
R7
R8
R3
R1
C4
S2

R9, R9' = 220 k
R11, R11' =2k7
R12, R12' = 12 k
R14, R14' = 33 k
R15, R15' = 470 k
R16, R16' = 1k5
R17, R17' = 39 k
R18, R18' = 680 Ω
R19, R19' = 120 Ω
P1 ... P3 = 220 k pot. dublu log. pentru imprimantă
P4 = 1 k potențiometru liniar pentru imprimantă

Condensatoare
C1, C1', C4, C4' = 2μ2 / 10 V
C2, C2' = 10 μ / 25 V

C1
C1
C1
C1
C1

Se
B1
IC1
IC2

Div
Tr1
S1
S2

245 *Detector de frecvență și faz*

Circuitul CMOS PLL CD 4046 ar fi fost și mai universal dacă frecvența sa de lucru ar fi fost mai mare. Când domeniul de frecvență al oscilatorului comandat în frecvență (VCO) este mai mare de o octavă, atunci un circuit multiplicator nu mai este adecvat ca detector de fază.

Circ

dete
din
mai
intra

C1, R3, R4 și C2 depinde de frecvența semnalelor de intrare. Diagrama impuls/timp clarifică funcționarea montajului.

246 *Booster 50 W*

Un booster ar trebui să îndeplinească, după posibilități, următoarele trei condiții:

1. Putere suficientă (mai mare de 10 W) și un coeficient de distorsiune de la liniaritate suficient de mic.

2. Construcție compactă și stabilitate termică bună.

3. Comportare ireproșabilă la tensiuni de funcționare puternic oscilante.

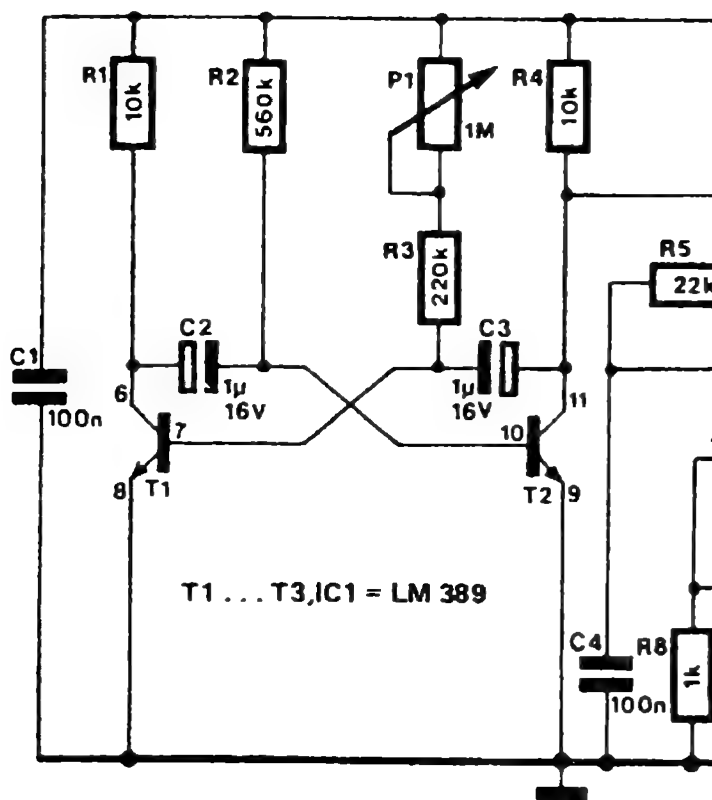
La montajul prezentat aici este vorba de o idee de dezvoltare care la transpunerea în practică a îndeplinit în mare măsură cele trei condiții. A fost combinat principiul deja publicat în Elektor, al amplificatorului PDM autooscilant cu un etaj final în punte. Din cauza tensiunii de alimentare de până la 28 V (la un acumulator de 24 V) nu se poate utiliza în condiții de fiabilitate nici un circuit integrat CMOS pentru cele

dou
plu
rați

tensiune este aceeași ca și la convertorul de tensiune de la 6 la 12 V descris în această carte. Atunci când FET-ul de jos conduce, primul condensator electrolitic se încarcă. După

248 *Sirenă cu circuit integrat*

Această sirenă este construită cu circuitul integrat LM 389 cu 18 pini. Circuitul conține, în



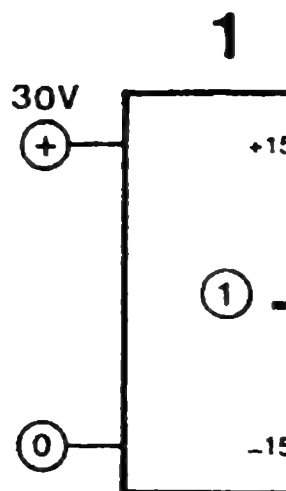
Montajul prezentat are chiar și o altă posibilitate de utilizare: tensiunea raportată la masă a montajului simetrizator conectat înainte de adaptorul propriu-zis poate fi utilizată și separat, de exemplu pentru alimentarea montajelor cu amplificatoare operaționale. Un alimentator cu o tensiune de ieșire reglabilă de până la 30 V și un curent de 200 mA este disponibil în aproape orice atelier de amator. La acest alimentator se conectează adaptorul. Cu montajul cu IC1 și T1/T2 se obțin, la cele două condensatoare de filtrare C2 și C3, două tensiuni de câte 15 V față de punctul de masă artificial: emitoarele lui T1 și T2. Această tensiune simetrică de ±15 V poate fi utilizată și separat, dar nu concomitent cu adaptorul. Curentul furnizat ar trebui limitat la ±50 mA!

cur
tens
sele
per
aibă

Ta

S1
1
2
3
4

1 = Divizor electronic de tensiune
2 = Sursă de curent comandată în tensiune
3 = Comutator domeniu curent



S1, curentul corespunzător poate fi citit ținând cont de un factor de multiplicare (vezi tabelul). Potențiometrul P1 poate fi conectat și între +15 V și –15 V. În această situație pot circula și cu-

250 Amplificator de măsură uni

În prezent, orice pasionat de electronică are un aparat de măsură digital în laboratorul său. Multimetrele universale digitale se răspândesc și ele tot mai mult. Cu toate acestea ne dăm seama adeseori că posibilitățile instrumentelor de măsură disponibile sunt totuși limitate. Fie că sensibilitatea la intrare nu este suficient de mare, fie că impedanța de intrare, respectiv rezistența internă, sunt prea mici. Cel de al doilea dezavantaj este adeseori foarte grav. El contribuie de multe ori decisiv la falsificarea măsurătorilor. De regulă, interpretarea unor rezultate false duce și la concluzii false.

Un montaj simplu, cu puține componente, înlătură aceste dezavantaje. Montajul constă dintr-un amplificator diferențial cu tranzistoarele T1 și T2. Drept impedanță de emitor servește,

montajul se poate constitui într-un preamplificator pentru un osciloscop relativ insensibil la variațiile tensiunii de alimentare.

Indiferent pentru ce este utilizat montajul,

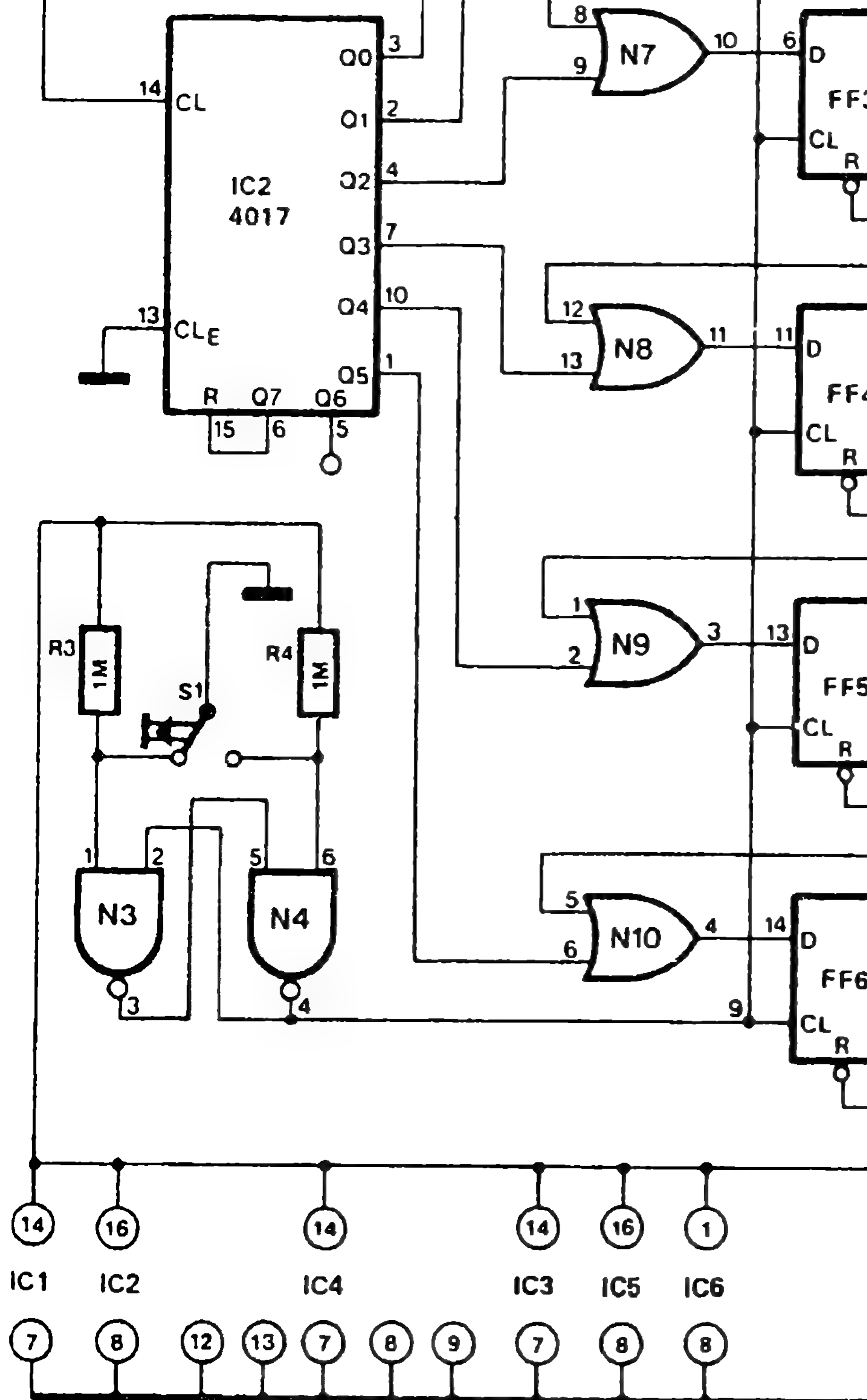
să
ser
reg

251 *Oscilator pentru tensiuni de*

Montajele de oscilatoare cu cristal de cuarț pot fi construite deosebit de simplu cu tranzistoare cu efect de câmp. Acest montaj lucrează cu tensiuni de alimentare relativ mici și a fost testat în laborator cu cristale de cuarț din comerț de la 100 kHz până la 10 MHz.

Cristalul oscilează între drena și poarta lui BF 256, în rezonanță paralelă. Bobina L1 servește la îmbunătățirea domeniului frecvenței de excitare și ca circuit oscilant suplimentar la cristale de cuarț care oscilează prost. C1 reprezintă capacitatea de excitare pilot. Reacția inversă necesară și rotirea fazelor cu 180° se realizează prin divizarea tensiunii cu capacitățile de intrare și de ieșire ale FET-ului. Semnalul de înaltă frecvență al oscilatorului este decuplat prin etajul de separare (buffer) realizat cu T2.

urm
6 M
dat
(mi
apl


IC2
4017
CL
CLE
Q0
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
R
Q7
Q6
N7
N8
N9
N10
N3
N4
R3
R4
1M
1M
S1
D
CL
R
IC1
IC2
IC4
IC3
IC5
IC6

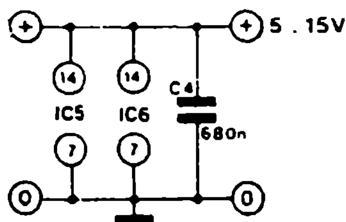
de tact tuturor multivibratoarelor. Acea ieșire a numărătorului care tocmai este în starea „1” poate seta multivibratorul la care este conectată prin poarta SAU, dacă el nu era deja setat. LED-ul corespunzător este deconectat. Reacția inversă de la ieșirea Q a multivibratorului prin poarta SAU la intrarea D are rolul de a face ca

atu
LEI
alin
utili
bat
sau

253 *Generator cu raportul impu*

Cunoscutul circuit integrat 555 poate fi utilizat atât ca multivibrator monostabil (MVM), cât și ca multivibrator astabil (MVA). Acest circuit conectat ca multivibrator astabil (MVA) servește adeseori ca generator de semnale dreptunghiulare, cu avantajele unui domeniu mare de tensiuni de alimentare și o bună stabilitate în frecvență. Dezavantajul acestui montaj este ușor de observat: raportul impuls/pauză al oscilației dreptunghiulare variază odată cu frecvența. Cu montajul prezentat aici se poate realiza un generator de semnale dreptunghiulare cu raportul impuls/pauză egal cu 50%. Față de montajul standard, rezistența necesară între pinii 7 și 6 este formată din P1, R2, D1 și D2. Prin cele

ponentele exterioare R1/C1, emite semnale cu frecvența de 32 kHz. După împărțirea acestei frecvențe prin 2^{14}, la ieșirea Q14 apare un semnal de tact de 2 Hz. Acest tact comandă



FF1 = FF2 = IC4 = 4013
N1 . . . N4 = IC5 = 4011
N5 . . . N7 = IC6 = 4011

N1 . . . N4 = IC2 = 4093

78LXX

teja
dea
o lip

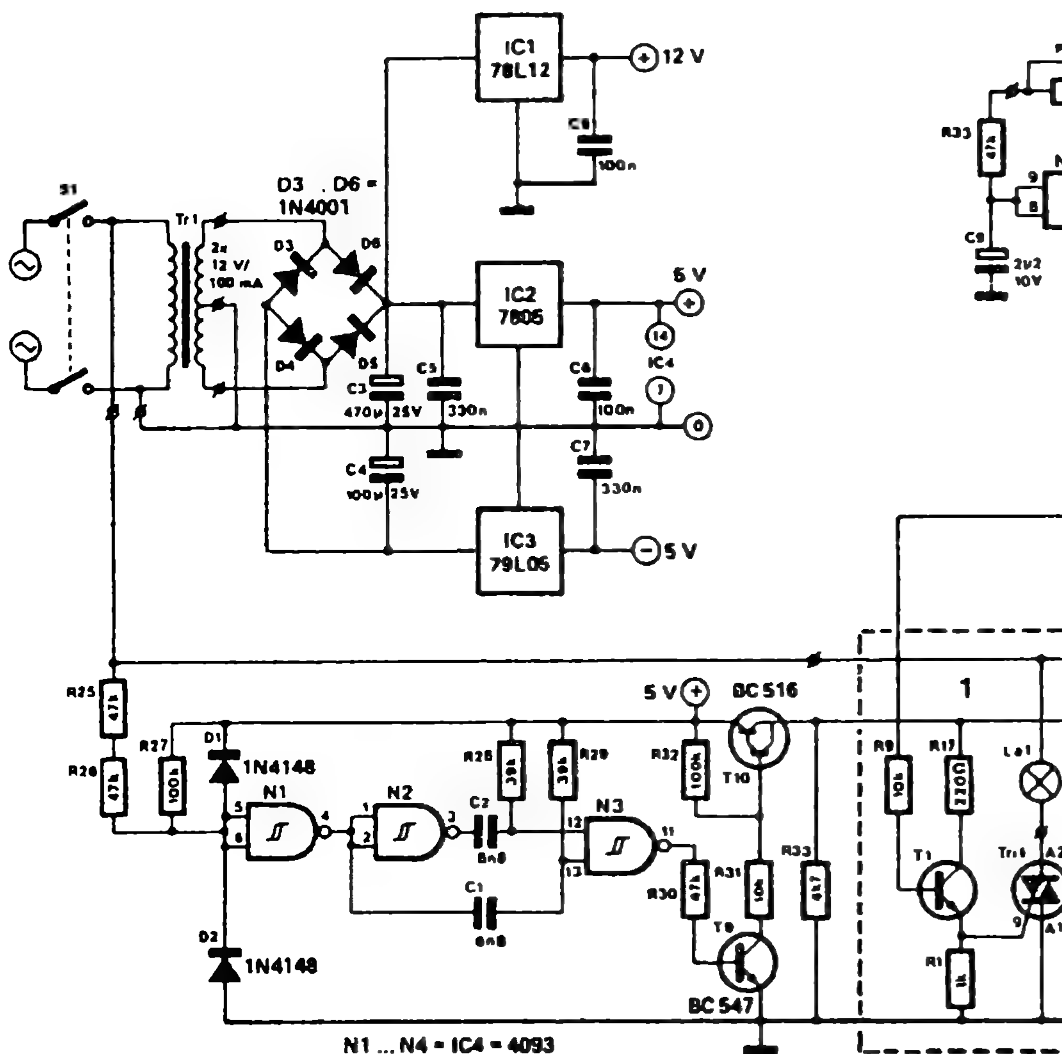
este
tare
la r
rele

adresă este disponibil la cerere un cuvânt. Un cuvânt constă din 8 biți care pot avea valorile „0" și „1".

Cuvântul este cules la ieșirile Q0 ... Q7 ale EPROM-ului și comandă lămpile prin montajul tranzistor/triac. În acest caz luminează lămpile a căror ieșire EPROM corespunzătoare

va
sem

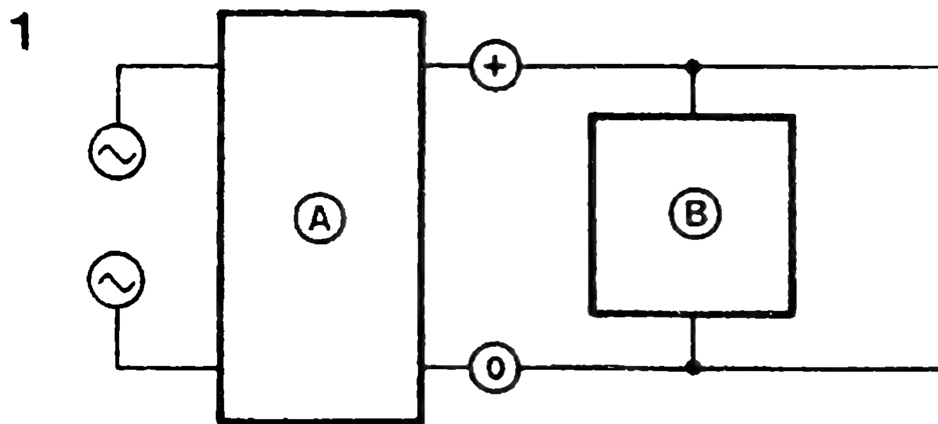
stab
nec
nec



un semnal acustic. Se poate alege dacă alarma trebuie să se declanșeze la creșterea sau la descreșterea temperaturii. Acest lucru depinde de rezistența R10. Dacă o conectăm între conductorul de alimentare pozitiv și ieșirea 6 a lui IC2, atunci montajul dă alarma când temperatura de supravegheat crește față de temperatura de referință. Temperatura de referință se stabilește cu potențiometrul P1. Temperatura de măsurat este supravegheată de rezistența NTC R9. Valoarea ei scade când temperatura crește; ca urmare, valoarea tensiunii la intrarea inversoare este mai mare decât cea de la intrarea neinversoare, astfel încât ieșirea lui IC2 furnizează un potențial nul. Releul de temperatură absoarbe acum un curent de circa 20 mA. El este atât de mare încât pe rezistența R1 apare

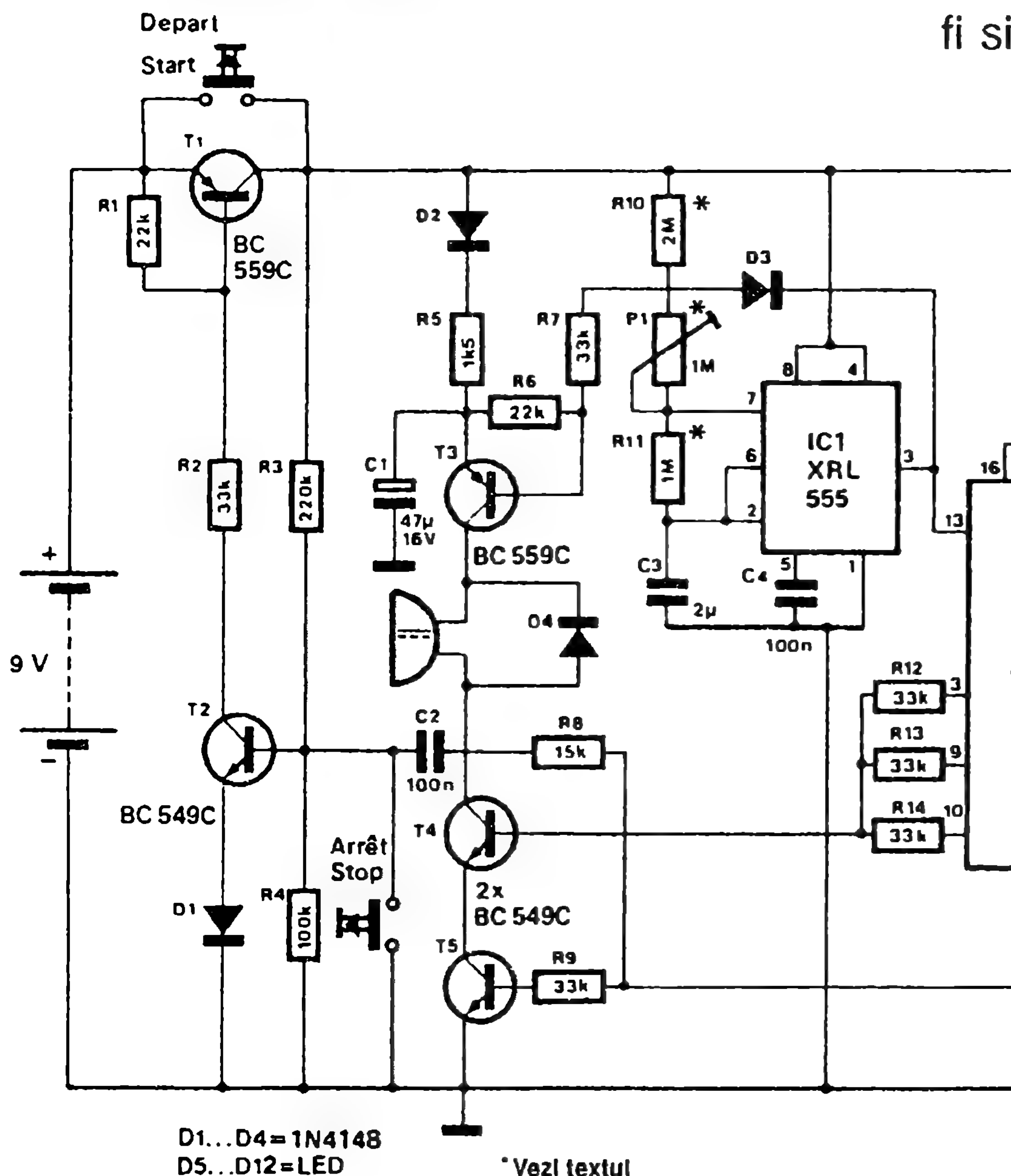
valo
rezi
a lu
tenț
tem
care
gra
car
Fre
con
căru

max
pera
tul
alar
alar



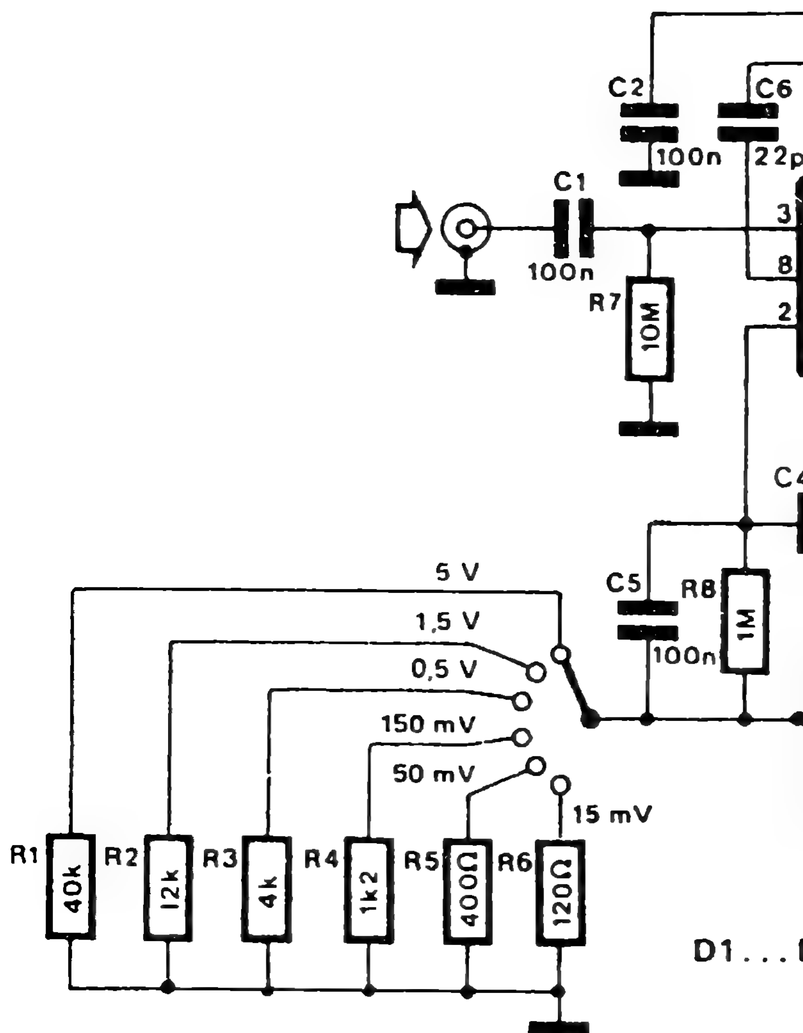
De la introducerea tactului de 8 minute în rețeaua telefonică a Germaniei, ca posesor de telefon, ești interesat să nu depășești acest timp pentru convorbirile locale.

anu
disc
rea
fi si



mirea, un instrument de măsură multifuncțional, desigur cu anumite limite. Astfel, domeniul de tensiune alternativă pentru măsurători în zona JF de cele mai multe ori nu este suficient. Atât sensibilitatea cât și rezistența internă și caracteristica de frecvență lasă mult de dorit la instrumentele multifuncționale magneto-electrice. Această

sim
de l
tens
într
plific
dar
de



Acest montaj reacționează la prezența unui obiect conductor în interiorul unui anumit domeniu. Montajul nu înregistrează mișcările acestui obiect în interiorul domeniului. Sensibilitatea poate fi reglată cu P1 pentru „distanța” dorită. Una din utilizările evidente ale detectorului

de
auto
amp

și u
con

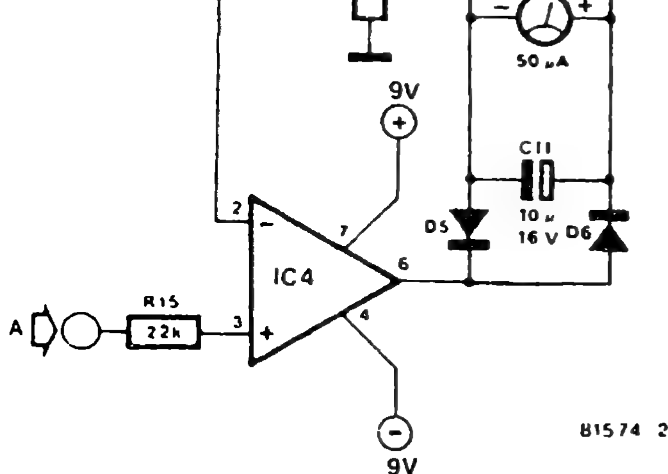
Detectorul de semnale este un aparat foarte util în atelierul de reparații al amatorului. El este relativ ieftin și permite căutarea dinamică a greșelilor în orice montaj JF. Chiar și pentru verificarea montajelor IF este suficientă, ca semnal de verificare, o armonică oarecare a generatorului de semnale dreptunghiulare. Este desigur necesară conectarea unei sonde de măsurare IF înaintea intrării detectorului de semnale.

Modul de utilizare este simplu. Semnalul de ieșire al generatorului de semnale, de cele mai multe ori un semnal dreptunghiular, este aplicat montajului de verificat. Intrarea detectorului de semnale (cuprinde un amplificator de măsură, ascultare, indicare) se aplică prin intermediul sondei pe un punct al montajului, punct în care ar trebui să apară semnalul de verificare. În funcție de semnalul așteptat, auzit sau/și măsurat, se poate merge la următorul punct de testare. În caz contrar este cu siguranță ceva care nu merge în etajul respectiv. Un detector de semnale este deci utilizat acolo unde un curent continuu și/sau o tensiune de măsurare nu permit nici o concluzie asupra cauzei defecțiunii.

-
-
-
-

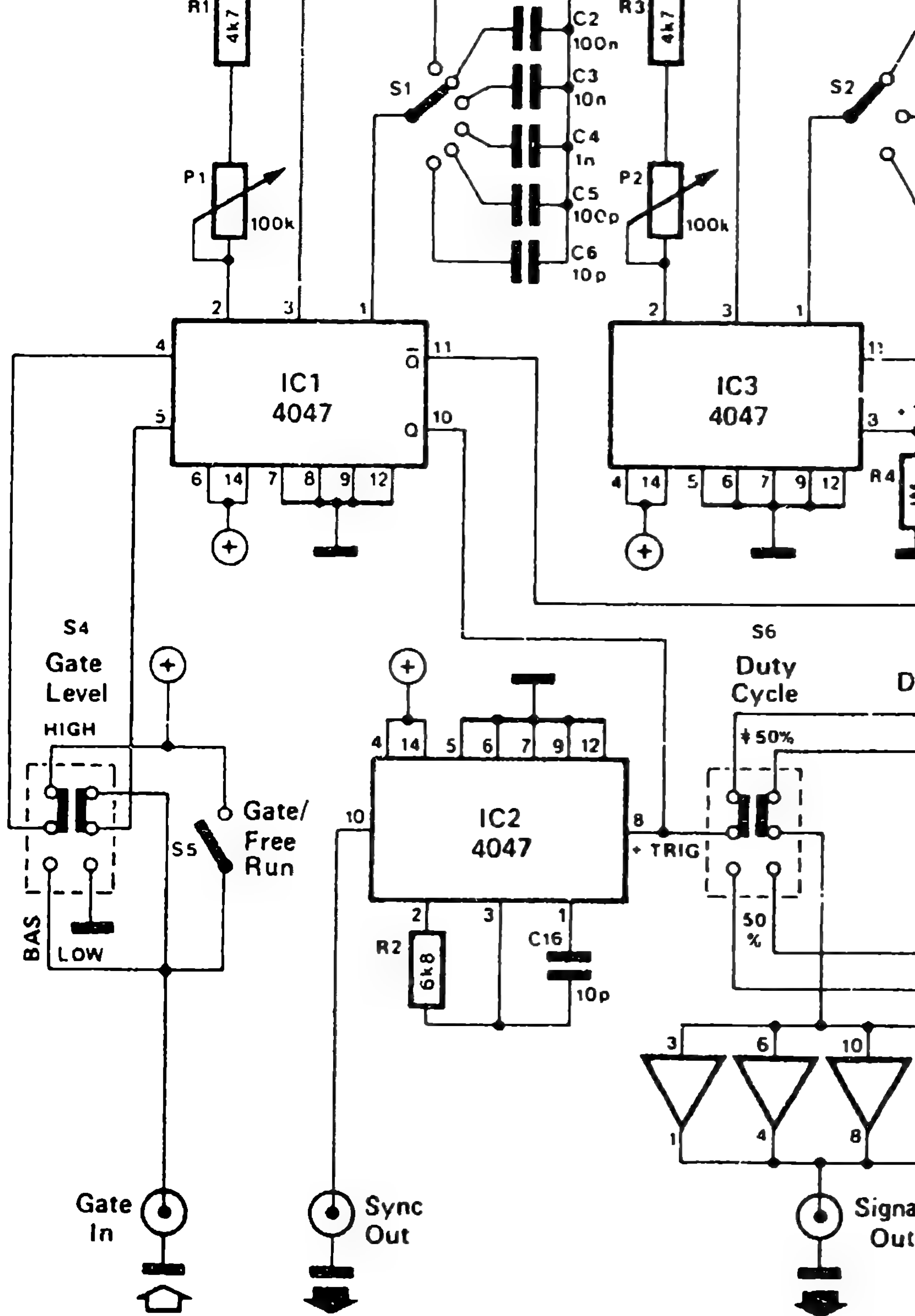
am
ace
Un
aco
cu
rez
am
pe
dica
com

tat
car
țion
pen
al c
sem
gen
mer
nal



P3. Amplitudinea semnalului de verificat este reglabilă pentru a putea fi acordată la sensibilitatea de intrare a circuitului de verificat.

Generatorul de semnale are, în plus, în poziția „b" a lui S2, funcția unui semnalizator acustic de continuitate. Dacă ambele sonde de măsură sunt scurtcircuitate (la pin 7 și, prin R12, la pin 6), atunci semnalul de 1 kHz se aude în difuzor. Odată cu creșterea rezistenței între electrozii de măsură, crește și frecvența generatorului de semnale dreptunghiulare; avem deci un ohmmetru acustic, mai puțin precis și a cărui utilizare pretinde un oarecare antrenament. Cu P2 se reglează generatorul de semnale dreptunghiulare astfel încât el să se audă cu aceeași intensitate ca și semnalul amplificatorului de măsură la semnalul de intrare maxim.



R1
4k7
C2
100n
C3
10n
C4
1n
C5
100p
C6
10p
S1
R3
4k7
S2
P1
100k
P2
100k
IC1
4047
IC3
4047
IC2
4047
R4
S4
Gate
Level
HIGH
LOW
BAS
Gate/
Free
Run
S5
+TRIG
S6
Duty
Cycle
≠50%
50
%
R2
6k8
C16
10p
Gate
In
Sync
Out

(pinul „sync. out") pentru un osciloscop. Circuitele integrate 3 și 4 sunt conectate și ele ca multivibratoare monostabile triggerabile. În poziția „±50" a lui S6 și „out" a lui S7, semnalul de ieșire Q al lui IC1, semnalul de tact, ajunge la intrarea trigger a lui IC4. Prin P3 și S3 se poate ajusta lățimea impulsului între 1,5 μs și 200 ms, respectiv un raport impuls/pauză al semnalului de ieșire la pinii 10, respectiv 11, ai lui IC4. În funcție de poziția lui S8, semnalul ajunge „normal" sau inversat la ieșire („signal

263 *LED la 220 V*

Datorită costurilor reduse și a duratei de viață lungi, diodele luminescente au devenit cele mai răspândite elemente indicatoare. Din păcate, acestea lucrează doar la tensiuni mici și chiar și atunci doar cu rezistențe înseriate. La tensiuni mai mari, pe rezistență ar fi disipată, sub formă de căldură, o putere considerabilă. Funcționarea la tensiuni mari este posibilă însă și cu pierderi mai mici. În situația în care avem de a face cu o tensiune alternativă, putem utiliza și

mul
la c
lipe
cât
gătı
rast
min
cun
al a
ten

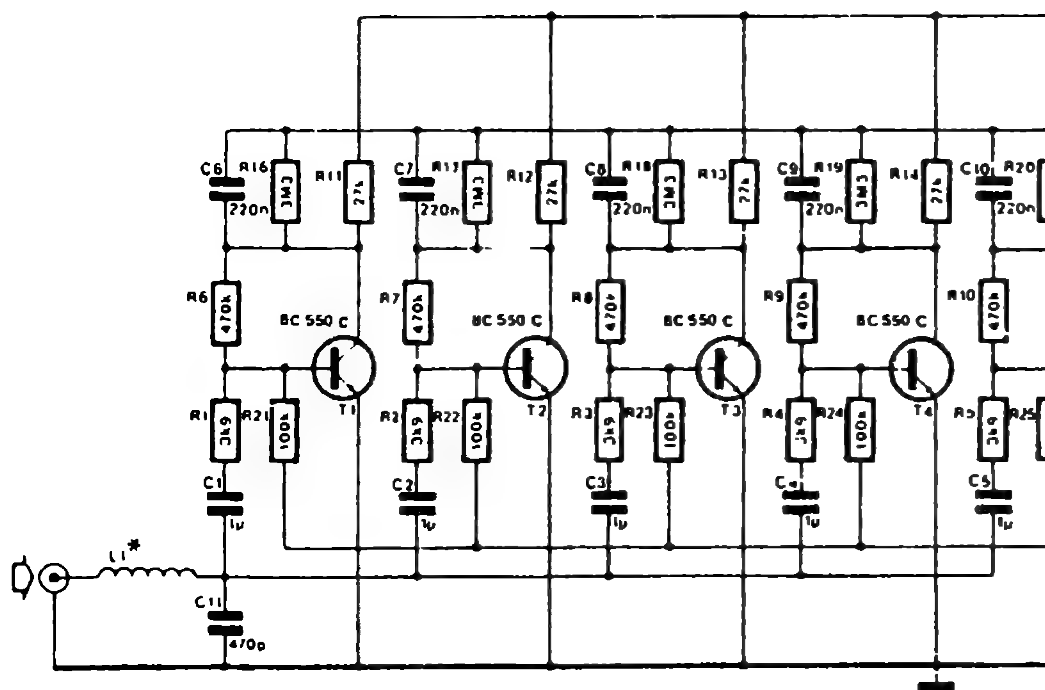
tățire considerabilă față de amplificatorul existent în casetofon.

Nu ne putem aștepta, desigur, de la un amplificator cu zgomot redus, cu sensibilitate mare, să ne permită înregistrarea cântecului privighetorii de la 200 m la fel de bine ca și scrâșnetul unui carusel de bâlci din imediata apropiere. Montajul descris aici este conceput mai degrabă pentru privighetoare decât pentru carusel.

Zgomotul redus nu este numai o problemă de selectare a tranzistoarelor, ci și una de concepție a montajului. Dacă se utilizează tranzis-

√n
rea
față

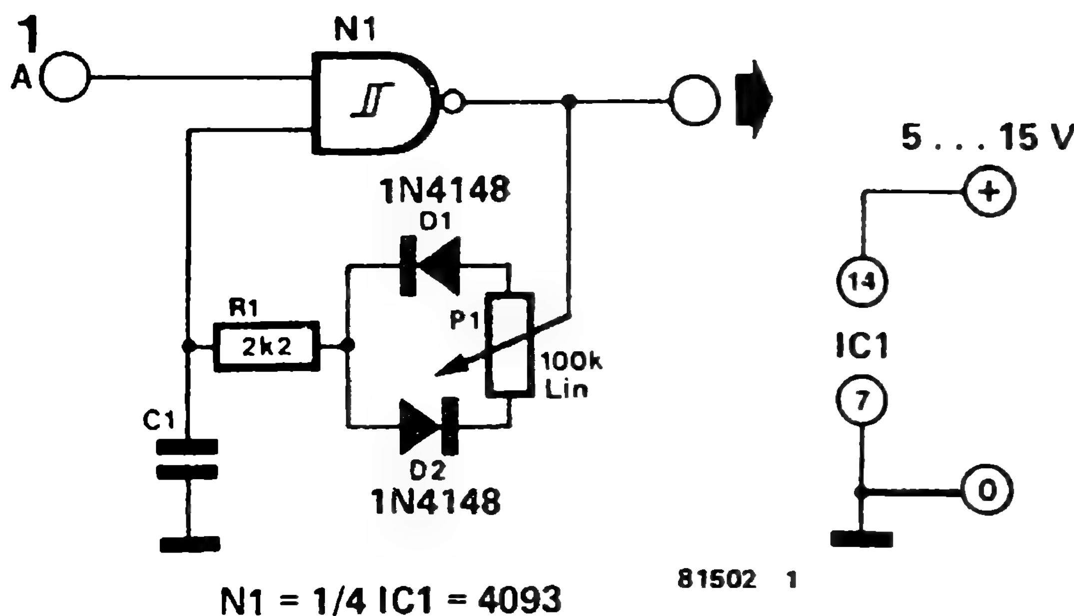
foa
zgo
est
ace
puți
biliz
de
mot



265 Generator de impulsuri cu

Generatoarele de impulsuri sunt parte componentă fixă a multor montaje. Suntem puși adeseori în fața problemei de a construi un generator de impulsuri cu mijloace relativ simple. O posibilitate ne este oferită de circuitul integrat 4093. Acesta este un circuit integrat CMOS cu patru triggere Schmitt. Cu un trigger Schmitt, o rezistență, un condensator, un potențiometru și două diode ia naștere un generator de impulsuri cu frecvență constantă, dar

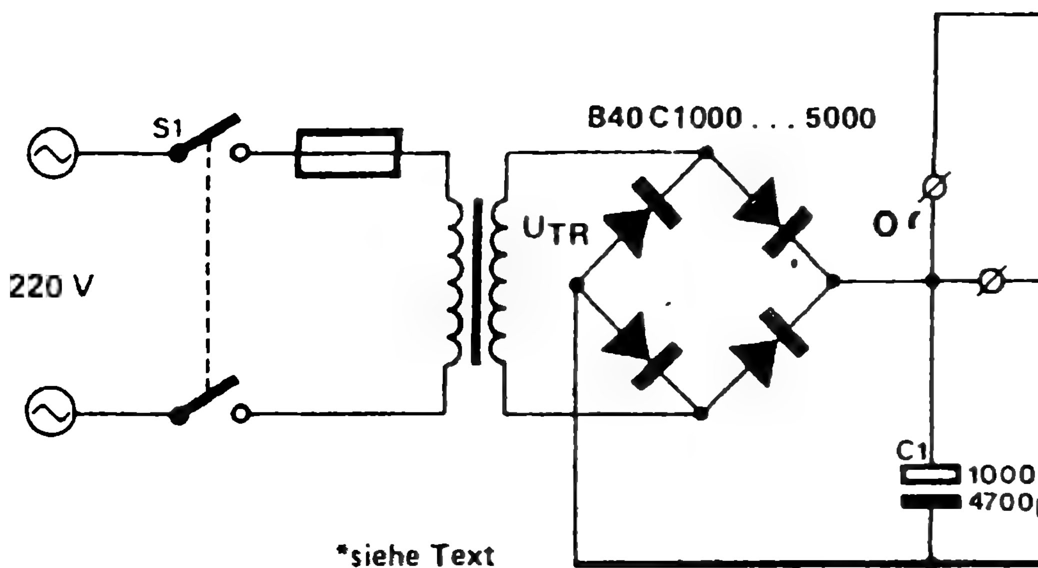
cu
pen
frec
tulu
C1,
tenț
șire
met



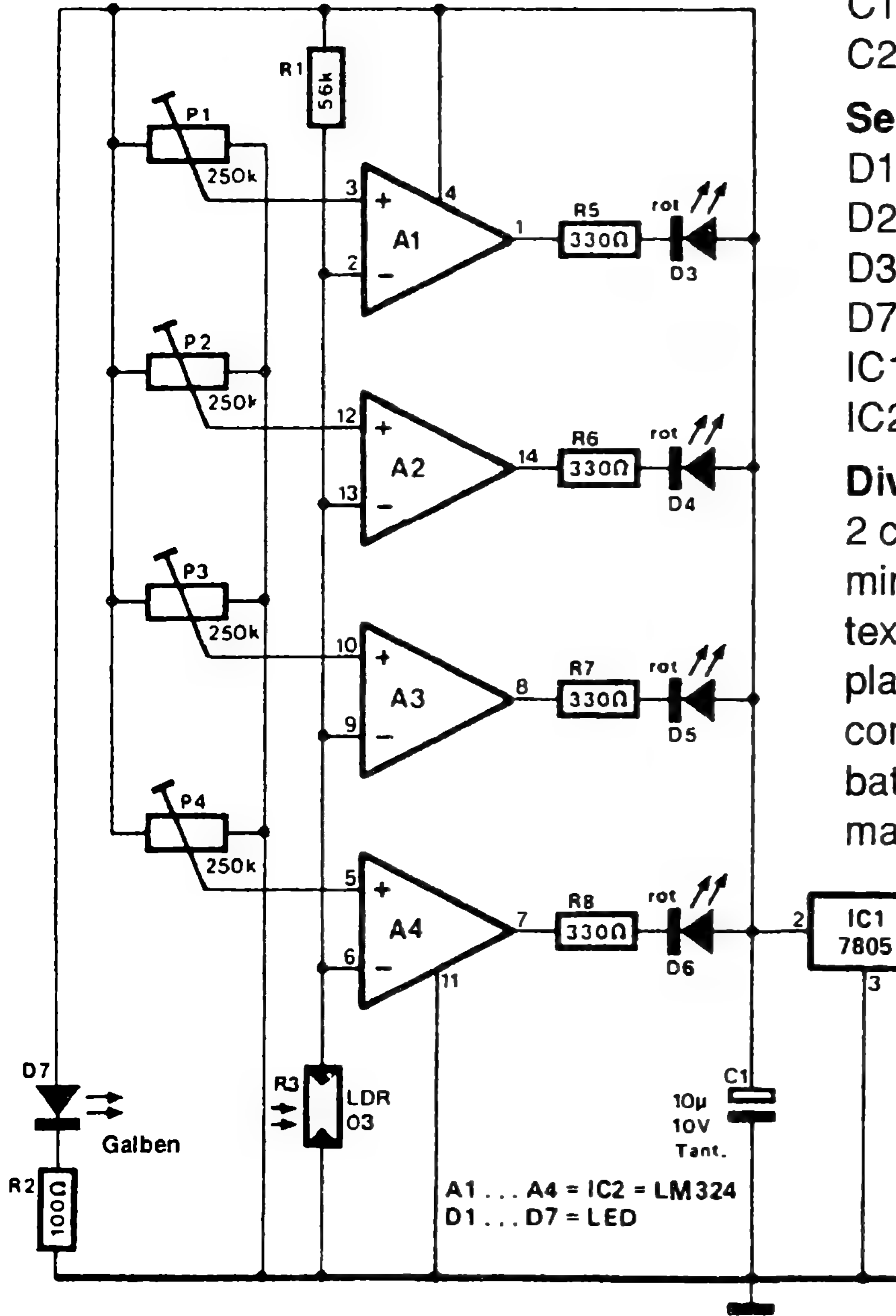
soluția stabilizatorului de tensiune integrat. Aceasta nu este, cu siguranță, cea mai proastă rezolvare atunci când se utilizează câteva artificii precum cele descrise în acest articol.

Alimentatorul conține, în afara părții redresoare, un stabilizator de tensiune integrat din seria 78 XX și un tranzistor de putere pnp. Această combinație permite un curent de sarcină de până la 5 A. După cum se știe, un stabilizator de tensiune integrat în carcasă TO-220 poate furniza până la 1 A. Tranzistorul de putere suplimentar preia curentul de sarcină de circa 200 mA, descărcând astfel considerabil

liza
fie
de
gra
inte
cur
200
tenț
circ
ace
cat
cu
de



1



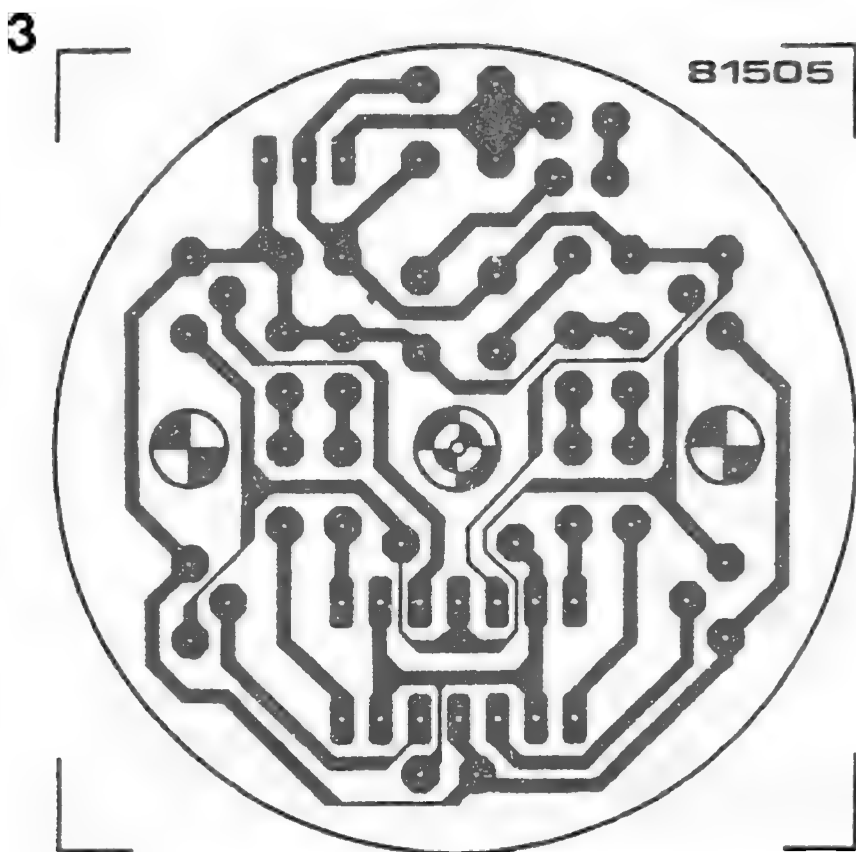
C1
C2
Se
D1
D2
D3
D7
IC1
IC2
Div
2 c
mi
tex
pla
co
bat
ma

Fig. 2. „Imaginea Roentgen" a cântarului. Vârful minei cu pastă comandă căderea luminii pe LDR.

Fig. 3. Placa adaptată la mărimea cutiei. D7, LDR-ul și cablajele sunt lipite pe partea din spate a plăcii.

nei
„co
urile
tenț
astf

ami
nici
teaz
ces
dep



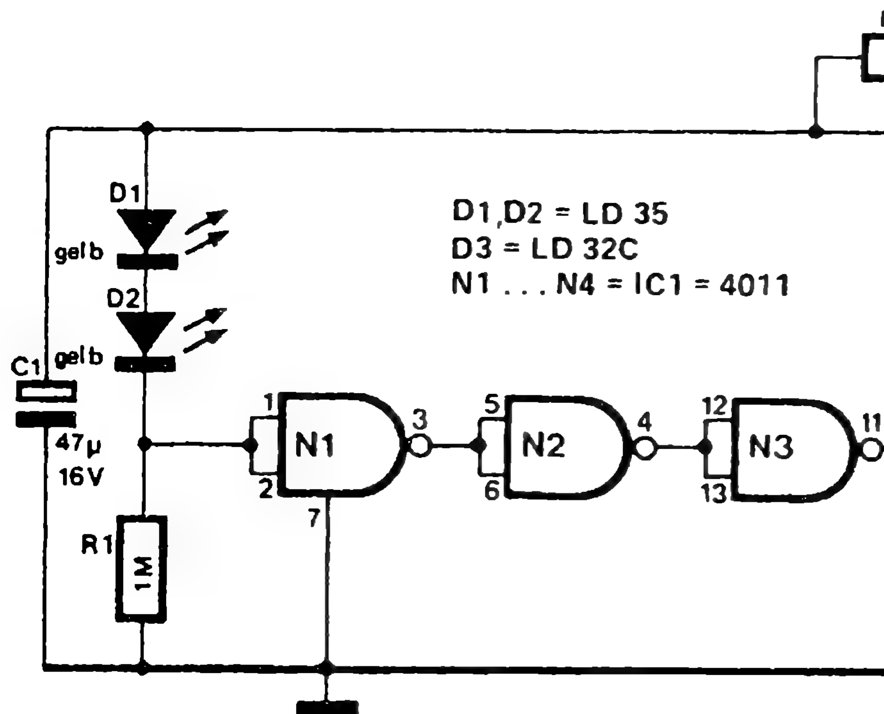
traductor optoelectronic. Este neapărat necesar un reglaj al LED-ului și/sau LDR-ului. Se scurtează mina astfel încât să se ridice puțin mai sus decât lungimea arcului deasupra capacului. Deasupra se lipește o bucată de placă

glar
treb
100
pot
trivi

268 *LED economic*

În „lumea economiei de energie" o deficiență devine tot mai evidentă: există montaje CMOS care consumă puteri de ordinul μW. Dacă în-

să c
un
Ace



necesare probe până se găsește punctul corect de comutare. Rezistența R3 are rolul de a reduce la minimum consumul de curent al lui IC1.

Avem acum la dispoziție un montaj ce poate fi utilizat oriunde este necesară funcțio-

269 *Lumină intermitentă*

Lumina intermitentă inteligentă este așa cum o sugerează și denumirea, ceva cu totul special. Pe de altă parte, este însă și ceva foarte comun, un LED care funcționează intermitent. „Ce poate fi atunci?" se vor întreba unii amatori în electronică.

Acum, în căutarea de cadouri pentru cei dragi, nu vom începe întotdeauna cu o instalație HiFi completă. Ceva mic, de construcție proprie este cât se poate de potrivit. Lumina intermitentă inteligentă este un astfel de cadou.

Lumina intermitentă este produsă de un montaj de comandă pentru 5 LED-uri, dar se pot introduce și 10 LED-uri. Pentru aceasta este, desigur, necesară o altă programare. Intrarea reset în acest caz este legată la o altă

a treia diode la pinul 6 al lui IC2. La fel se procedează cu ambele diode de la baza lui T3 și cu cele două de la baza lui T4. Anozii celor două diode ale lui T3 se leagă la pinii 4 și 5 ai lui IC2, iar cei ai diodelor lui T4 se leagă la pinii 7 și 1 ai lui IC2. În sfârșit, baza lui T5 se leagă printr-o diodă la pinul 10 al lui IC2 (vezi B).

Diodele pot fi conectate și la alți pini ai lui IC2. Important este să se lege mereu intrarea reset cu următoarea ieșire liberă. În acest montaj este necesar ca și intrarea reset să fie legată cu pinul 9. Acest montaj poate fi combinat și cu montajul scală termometrică (diodele între baza unui tranzistor și emitorul următorului). Atunci rezultă cu siguranță cel mai original model de lumini.

Încă o informație despre funcționarea montajului. Amplificatorul operațional IC1 este co-

toru
Dac
ace
Ime
cap

prin
prin
ace
tea
fim

fi c
8 V
circ
treb

270 Compresor dinamic miniatu

Compresoarele dinamice își găsesc utilizarea oriunde se cere un nivel de ieșire pe cât posibil mai constant. Un exemplu ar fi coman-

da
nea
inst

țele de intensitate în vorbire, fie de variația distanței față de microfon.

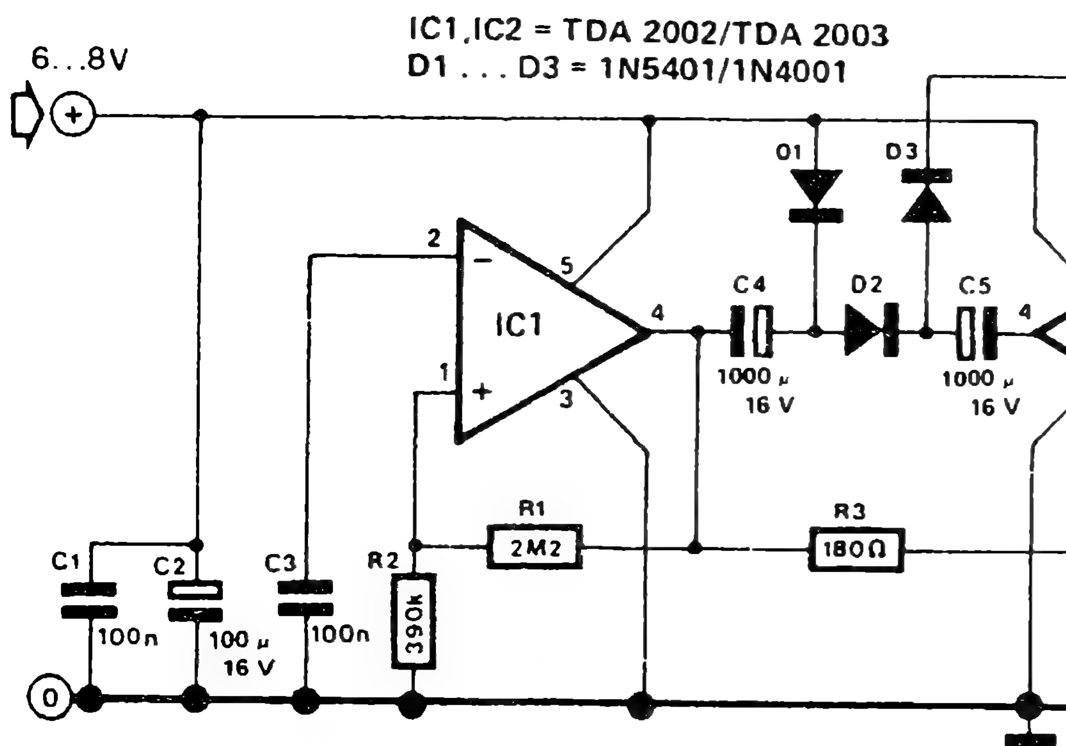
Montajul utilizează circuitul integrat preamplificator de JF TDA 1054 produs de SGS-ATES. Acest circuit integrat conține în total patru amplificatoare distincte. IC1a este un etaj de preamplificare având un factor de amplificare 50 (1 + R5/R4). Amplificatorul operațional IC1b este de asemenea conectat ca amplificator; amplificarea sa este de 400 (1 + R11/R10). IC1d are rolul de a atenua suplimentar ondulațiile tensiunii de alimentare. IC1d conține etajul compresor propriu-zis.

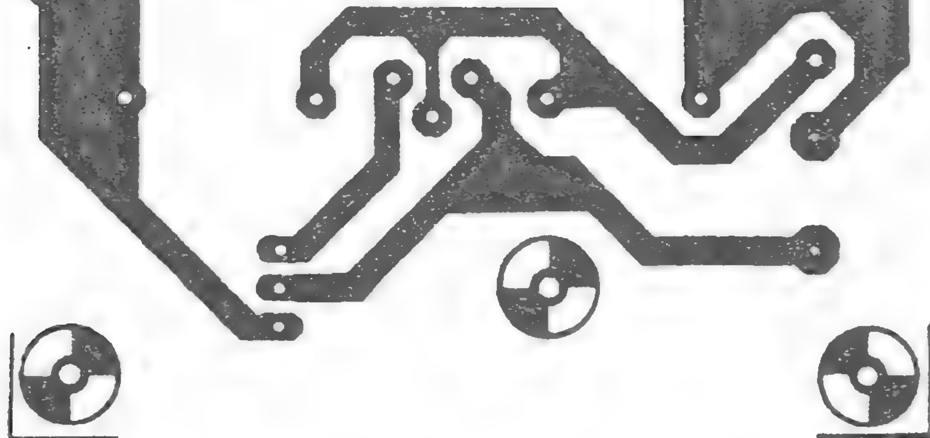
Un compresor bun se caracterizează printr-o variație liniară a atenuării; nu este suficientă simpla aplatizare a vârfurilor semnalului. Aceasta înseamnă că atenuarea trebuie să depindă de amplitudinea maximă primită la o intrare. Amplitudinea semnalului de ieșire este măsurată continuu. Imediat ce ea depășește o valoare de 1 V_{ef}, intră în acțiune atenuatorul comandat în curent prin C7 și R13. Atenuarea se realizează cu un divizor de tensiune care constă din R8 și dintr-o rezistență variabilă între pinul 1 al circuitului integrat și masă. Condensatoarele C3, C4 și C6 servesc exclusiv pentru

modern, deoarece acesta pretinde o tensiune de minimum 10,7 V.

Plecând de la un montaj aplicativ al firmei SGS-ATES, a fost conceput un convertor simplu de tensiune care satisface pretențiile și al cărui cost este într-un raport rațional cu prețul unui VW și al unui aparat de radio modern.

Aceste două însușiri, simplu și ieftin, rezultă din concepția montajului, care conține două amplificatoare de putere JF integrate și care nu necesită transformator. Primul amplificator





mativ dublul tensiunii de alimentare. Datorită comenzii în antifază a lui IC2, polul minus al lui C5 este legat la masă, în acest moment, prin ieșirea lui IC2. Cu următoarea basculare a multivibratorului astabil, ieșirea lui IC1 revine în starea inițială la un potențial jos; ieșirea lui IC2, dimpotrivă, revine la potențialul pozitiv. Prin aceasta, pe de o parte C4 este încărcat, iar concomitent tensiunea pe C5 este ridicată cu valoarea tensiunii de ieșire pozitive a lui IC2. Condensatorul C5 își cedează acum tensiunea, prin dioda D3, condensatorului electrolitic de la ieșire, C6. Ca efect final, montajul realizează teoretic o triplare a tensiunii; în practică, pe C6 se obține o tensiune mai redusă care depinde în mare măsură de sarcină. Măsurătorile noastre au arătat că, la tensiunea

nor
de
de
ten
încă
este
te p
star
ase
nu
o in
este

a te
con
etaj
com

Semiconductoare
T1 = BD 136/138/140
T2 = BC 547 B
D1, D2, D3 = 1N5401 / 1N4001
D4 = Zener 15 V / 400 mW

C8

Di
Ra
Ra

272 *Convertor de tensiune 12/6*

După ce s-a descris în alt montaj cum se pot obține 12 V, pentru un aparat de radio auto, de la o rețea de bord de 6 V, nu trebuie uitat cazul invers, al trecerii de la 12 V la 6 V. Cea mai frecventă utilizare pentru un astfel de adaptor este utilizarea în mașină a unui casetofon portabil. Cea mai simplă rezolvare a problemei este utilizarea unui stabilizator de tensiune integrat de 5 V a cărui tensiune de ieșire este ridicată la 6,5 V prin două diode. La o singură diodă tensiunea de ieșire ar fi fost de circa 6 V. Se poate utiliza desigur și un stabilizator de tensiune de tipul 7806 (fără diode) care însă este mai scump.

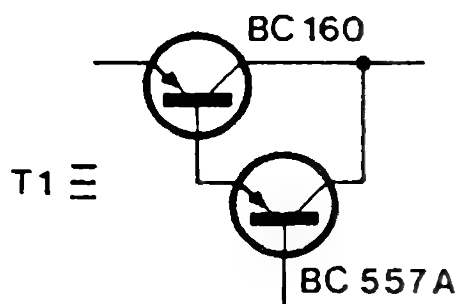
Radiocasetofoanele au adeseori o tensiune de alimentare de 7,5 V. În acest caz, se

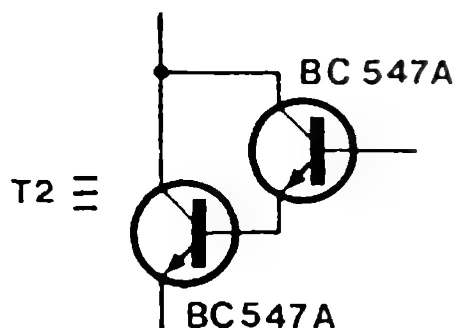
con
lui 7

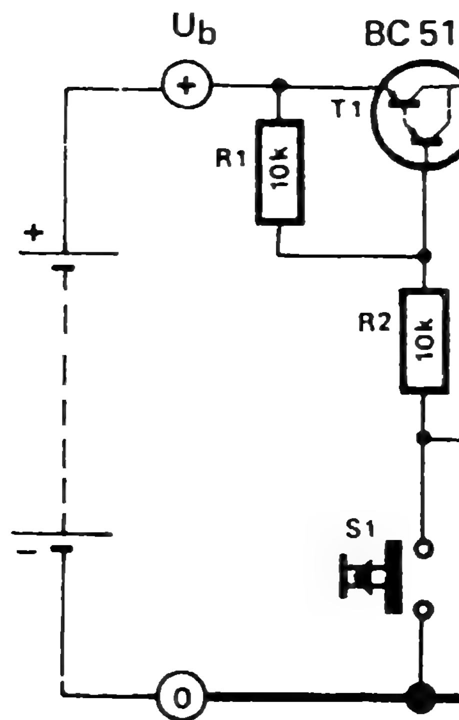
te s
Per
fie p

lui S1. Imediat ce condensatorul este suficient de descărcat, tensiunea pe R4 coboară sub 1,2 V, tranzistorul T2 se blochează și implicit și

iar
de
apa



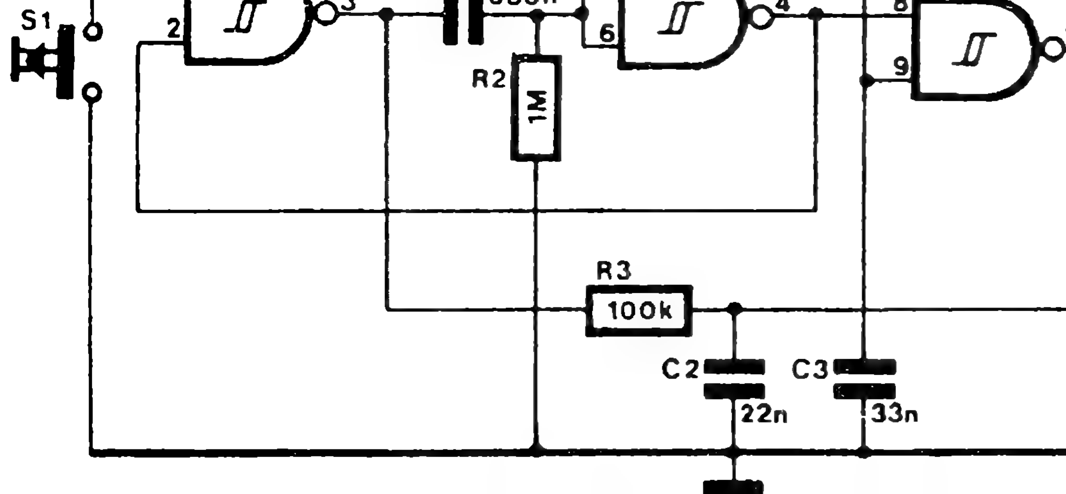


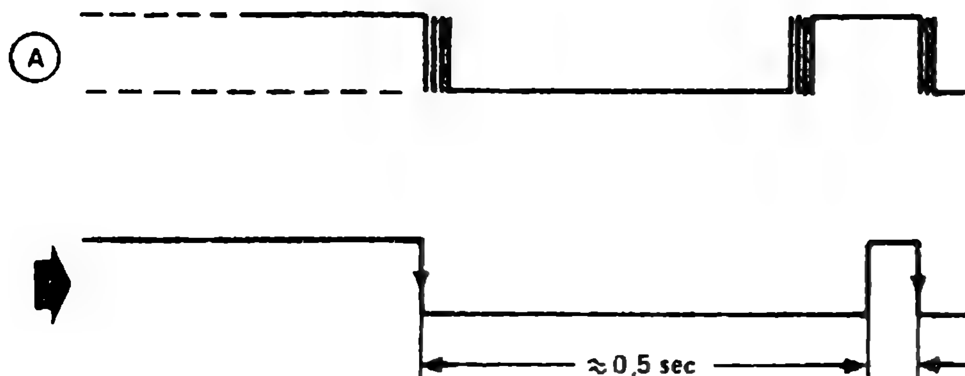


274 *Generator de tact*

Ceasurile digitale, ca de exemplu deșteptătoarele radio, posedă două butoane diferite pentru reglarea precisă a timpului. La apăsarea unuia, un oscilator produce o frecvență de tact

ridic
și n
glaj
ven





275 Indicator de tensiune

În fig. 1 este reprezentat un oscilator în montaj standard care produce semnale dreptunghiulare, adică un trigger Schmitt cu reacție inversă și histerezis, al cărui raport impuls/pauză poate fi variat prin tensiuni diferite de încărcare și

des

tul
Dec
ope

Fig. 2.2 arată că la o tensiune mai mică descărcarea durează mai mult până când este atinsă $U_{T_}$: tensiunea de ieșire se găsește mai mult timp în domeniul negativ decât în cel pozitiv.

Sensibilitatea montajului este de 50 mV la dimensionarea dată. La tensiuni de intrare de peste +50 mV și sub −50 mV, oscilatorul se deconectează, LED-urile nu mai clipesc alternativ; în funcție de semnul tensiunii, unul din LED-uri luminează continuu.

Sensibilitatea montajului este determinată

per

2

(1

(2

276 *Generator digital simplu de*

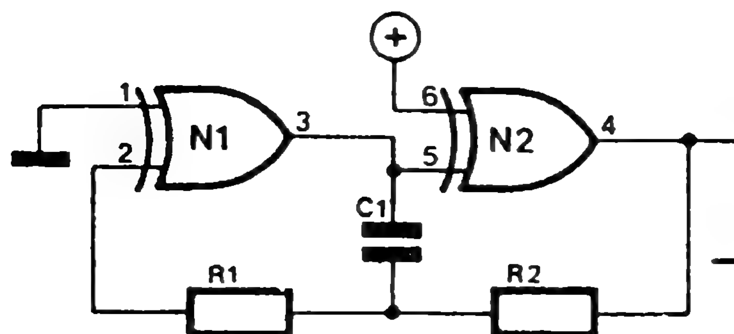
Montajele digitale care produc o tensiune sinusoidală au fost deja publicate de mai multe ori. La toate montajele de acest gen, calitatea semnalului sinusoidal depinde de complexitatea montajului. Montajul prezentat aici este realizat cu foarte puține componente, astfel încât nu poate fi vorba direct de un semnal sinusoidal. În funcție de utilizare, modul sinusoidal de evoluție a tensiunii de ieșire este satisfăcător.

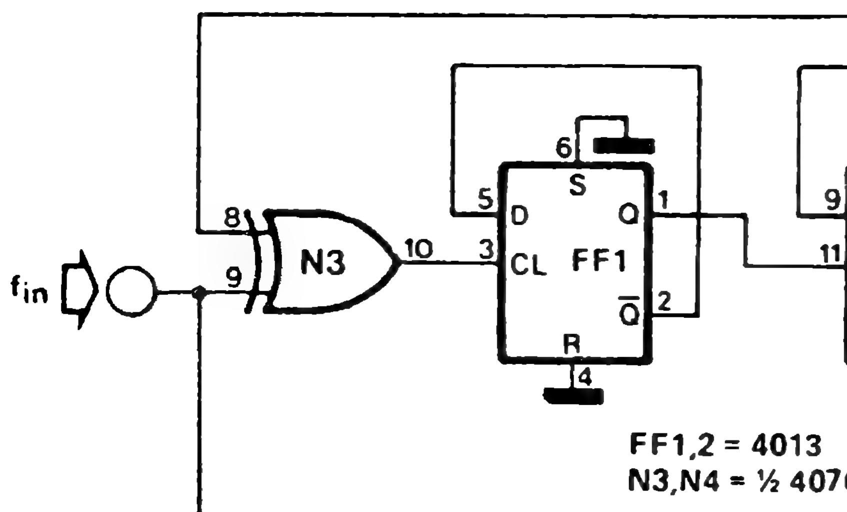
lato
vizo
cila
siv.
re,
se
inve
tate

nou multivibratorul după o jumătate de perioadă. De aceea factorul de divizare este 3 și nu 4.

Semnalul de ieșire de formă sinusoidală ia naștere cu ajutorul a două rezistențe de sumare. Dacă intrarea și ieșirea divizorului sunt în starea „1”, atunci tensiunea de ieșire ia valoarea tensiunii de alimentare. La două nivele „0” și tensiunea de ieșire este „0”. În final rapoartele pot

1

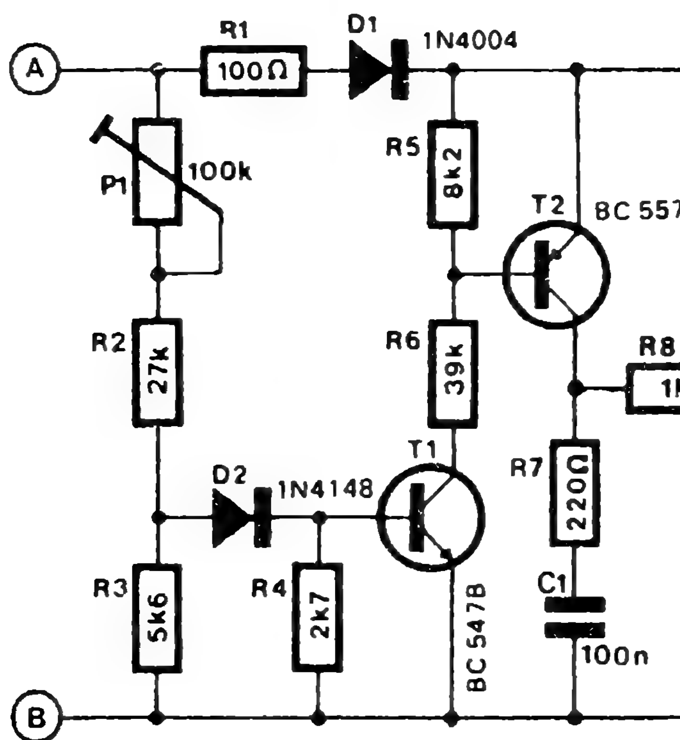




deauna în înzestrarea etajelor finale HiFi, așa încât merită să fie realizată o construcție suplimentară pentru a evita pagubele mari, posibile în cazul defectării unui difuzor. Indicatorul prezentat în fig. 1 poate fi conectat direct la conductoarele difuzoarelor și nu necesită nici o tensiune de alimentare suplimentară. Montajul reacționează deja la vârfuri de tensiune foarte scurte și dă posibilitatea stabilirii unei limite precise a excitației.

Pragul de reacție al indicatorului, care nu trebuie confundat cu un indicator de suprasar-

de
C1
con
R1
cur
Dac
valc
se b
prin
timp
căr
taju



care abia ar putea fi observate, pot fi recunoscute clar.

Fig. 2 prezintă cablajul indicatorului. Ca diodă luminescentă se utilizează cel mai bine un exemplar cu un randament bun și 3 mm în diametru.

Dacă puterea de vârf a amplificatorului este cunoscută, atunci tensiunea de vârf se poate calcula cu următoarea formulă:

$$U_{sp} = \sqrt{2 \cdot P_{sp} \cdot R_{LS}}$$

278 *Auto-reset*

După conectarea tensiunii de alimentare la montajele digitale și la sistemele cu microprocesoare, trebuie mai întâi acționată tasta reset; cu aceasta, montajul trece într-o stare fundamentală definită. Montajul prezentat aici preia această muncă de rutină. El produce automat un impuls de resetare atunci când tensiunea de alimentare este conectată sau coboară pentru scurt timp sub o anumită va-

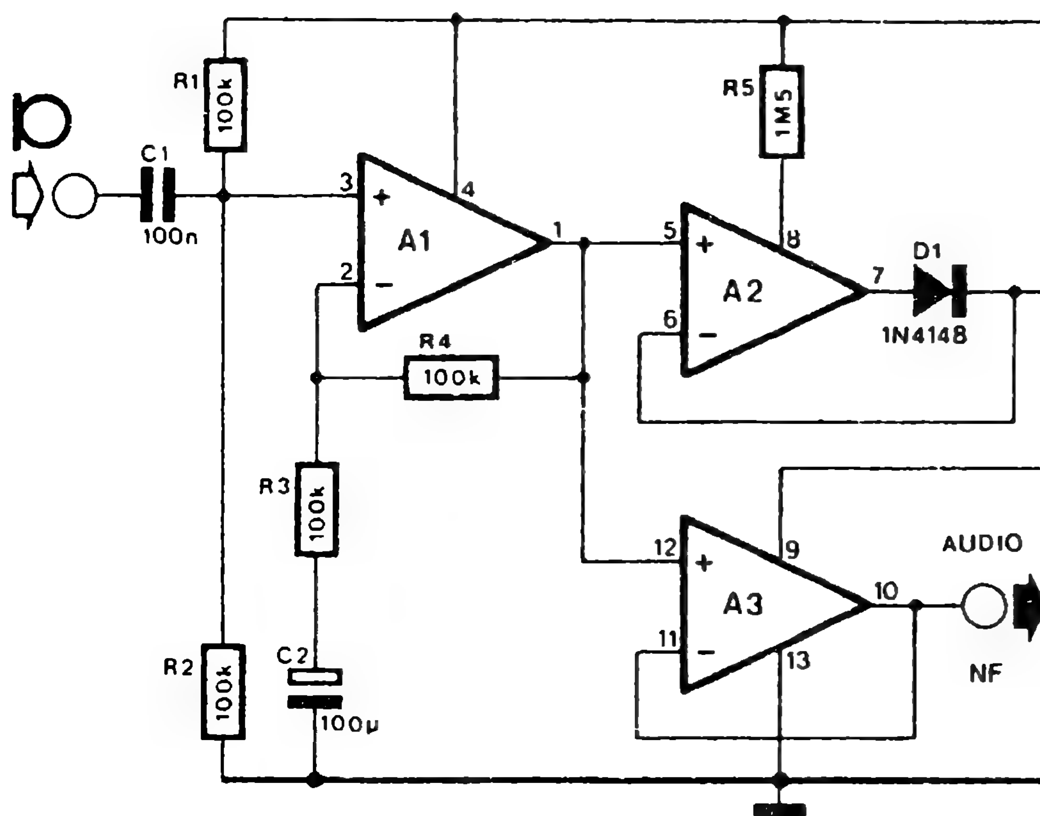
impuls de resetare și în cazul unei perturbări de scurt timp a tensiunii de alimentare (scăderea tensiunii sub 4,5 V). Acest lucru este un

să
ver
teg

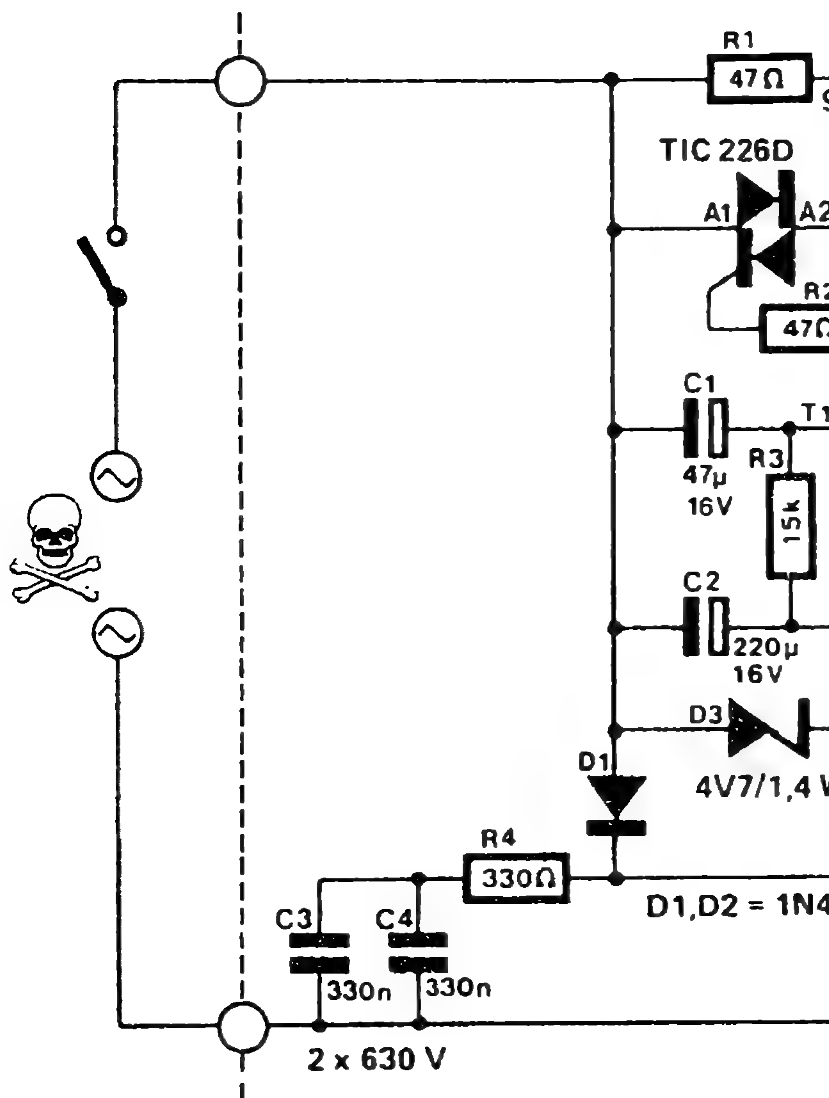
279 *Comutator comandat prin v*

Un inconvenient al instalațiilor PA este sensibilitatea la reacțiile acustice, care se manifestă prin țiuituri și prin șuierături. Cel mai sim-

plu
rea
o a



În volumul „300 circuite electronice“, Elektor a publicat deja montajul unui „Fuse Destroyer”. Un montaj care, alături de avantajul de neprețuit de a funcționa în orice moment, are dezavantajul unei degradări puternice a materialului. Montajul prezentat aici vrea să compenseze

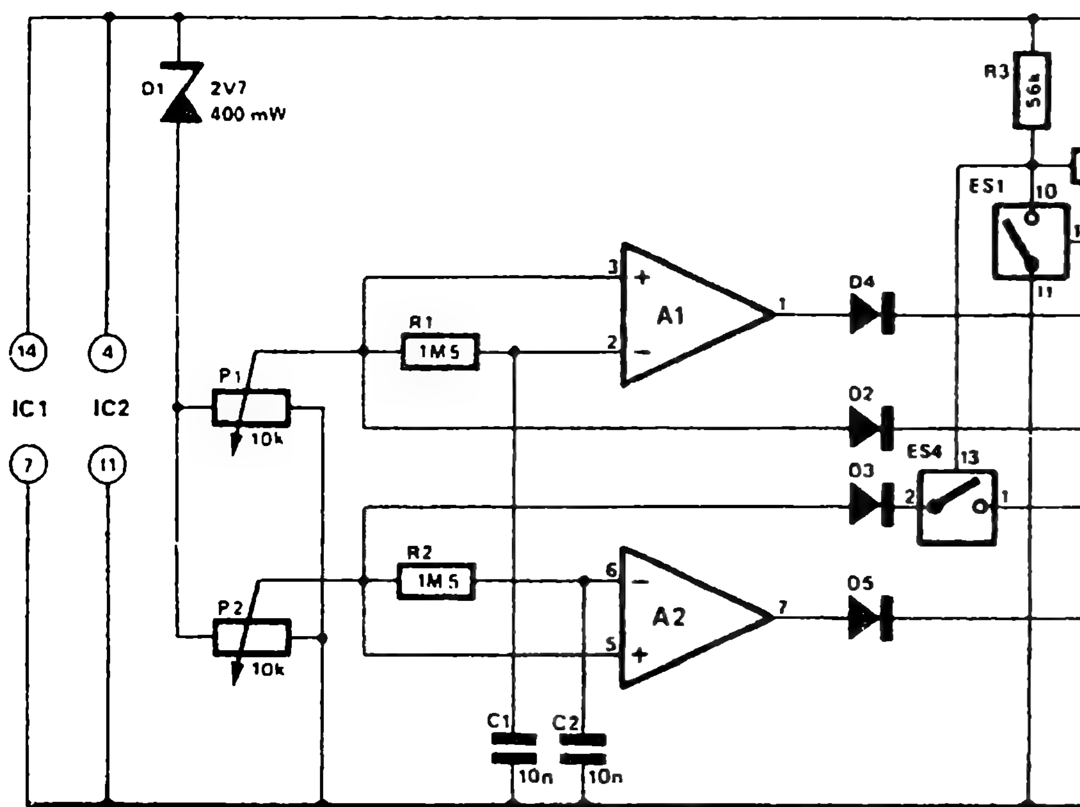


281 Comutator de acționare

Cu un comutator de scară se poate deconecta una și aceeași sursă de lumină din mai multe locuri. Aceeași funcție este îndeplinită de montajul prezentat aici, cu ajutorul a două potențiometre ca elemente de comutare și reglare pentru tensiuni continue.

La ce este bun acesta? Se poate, de exemplu, să se dea mai încet instalația stereo de la

tele
circ
(de
toa
func
sca
alte
rea



282 *Controlul funcționării*

Ca indicator de funcționare sau nefuncționare a unui aparat se utilizează de multe ori un LED înseriat cu o rezistență. Când însă aparatul „cade", LED-ul poate încă să lumineze – dacă nu s-a produs un scurtcircuit. Pentru un control sigur al funcționării, este utilă doar o indicație combinată curent/tensiune. Un asemenea montaj, realizat cu un număr minim de componente, este prezentat în continuare. S-a folosit proprietatea că LED-urile roșii și verzi au tensiuni de străpungere diferite.

Dacă utilizatorul nu absoarbe nici un curent, atunci luminează doar LED-ul roșu, deoarece are altă tensiune de străpungere decât LED-ul verde. Dacă prin R1 circulă un curent de sarcină, atunci prin căderea de tensiune pe R1 și D2 rezultă o tensiune suficient de mare pentru LED-ul verde. El luminează.

La dimensionarea montajului trebuie luate în considerare următoarele formule:

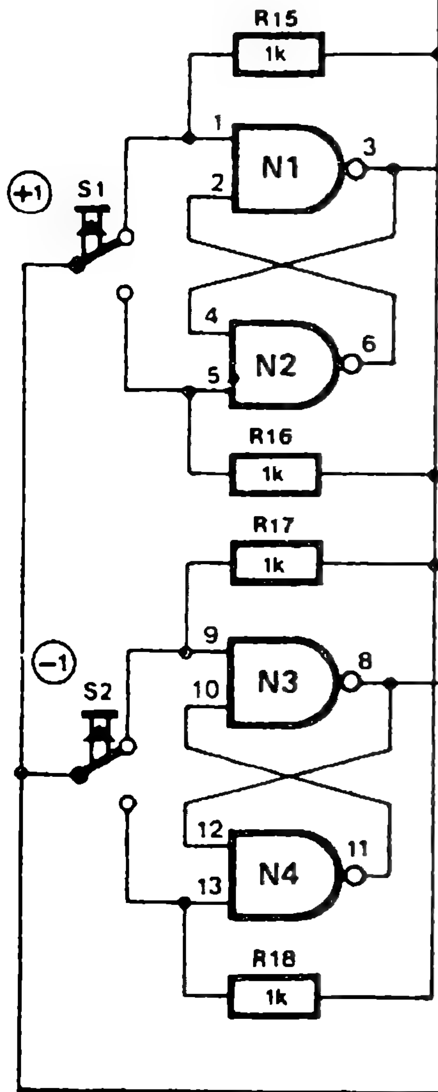
Deranjamentele sunt atenuate printr-un filtru de bandă, sau Notch, suplimentar pentru domeniul JF, atunci când panta filtrului și ecartul de frecvență între semnalul util și cel perturbator este suficient de mare.

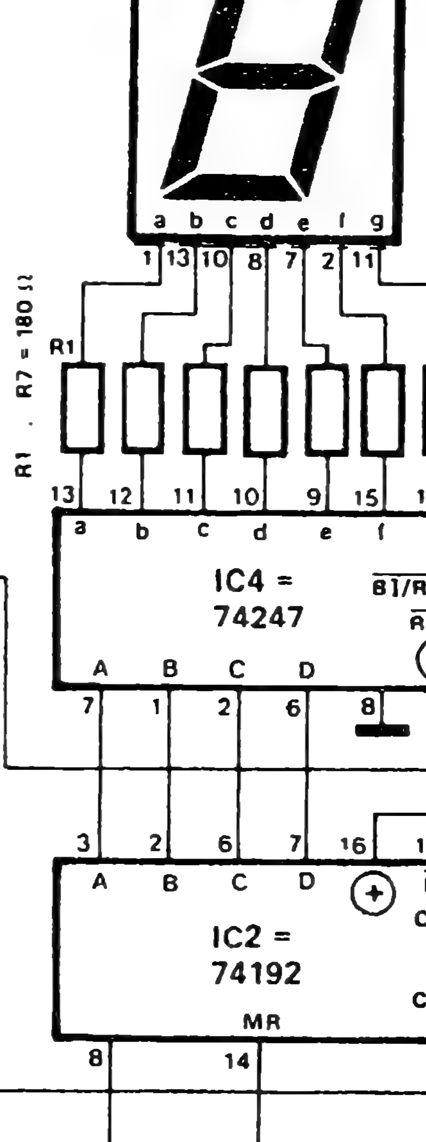
Alături de filtrele variabile de stare (State

Var
bilit
zint
este
mat
pos

2

A1 ... A4 = IC1 = RC 4136


N1 . . . N4 = IC1 = 7400
LD1 , LD2 = 7750
R15
1k
N1
N2
R16
1k
R17
1k
N3
N4
R18
1k
S1
S2
+1
−1
10V
Tant.


a b c d e f g
R1 . . R7 = 180 Ω
R1
IC4 =
74247
IC2 =
74192
MR

societate. Ori de câte ori se câștigă un punct, numărătorul adună acest punct prin apăsarea pe buton și indică automat situația. Dar nu este numai atât. Numărătorul poate prelua și punctele în minus.

Fig. 1 prezintă montajul complet. El este construit cu două numărătoare zecimale reversibile de tipul 74192. Abia prin aceasta adunarea și scăderea punctelor individuale este posibilă. Impulsurile de numărare sunt produse cu tastele S1 (plus) și S2 (minus). Ele ajung prin multivibratoarele N1/N2 și N3/N4 fie la intrarea de adunare, fie la cea de scădere a numărătorului. Deoarece două din aceste numărătoare sunt conectate în serie, numărul maxim de puncte este 99. Cu tasta S3 se setează numărătorul pe 00 înainte de începerea jocului. Decodificarea numărătorului este preluată de circuitele integrate 74247. Varianta

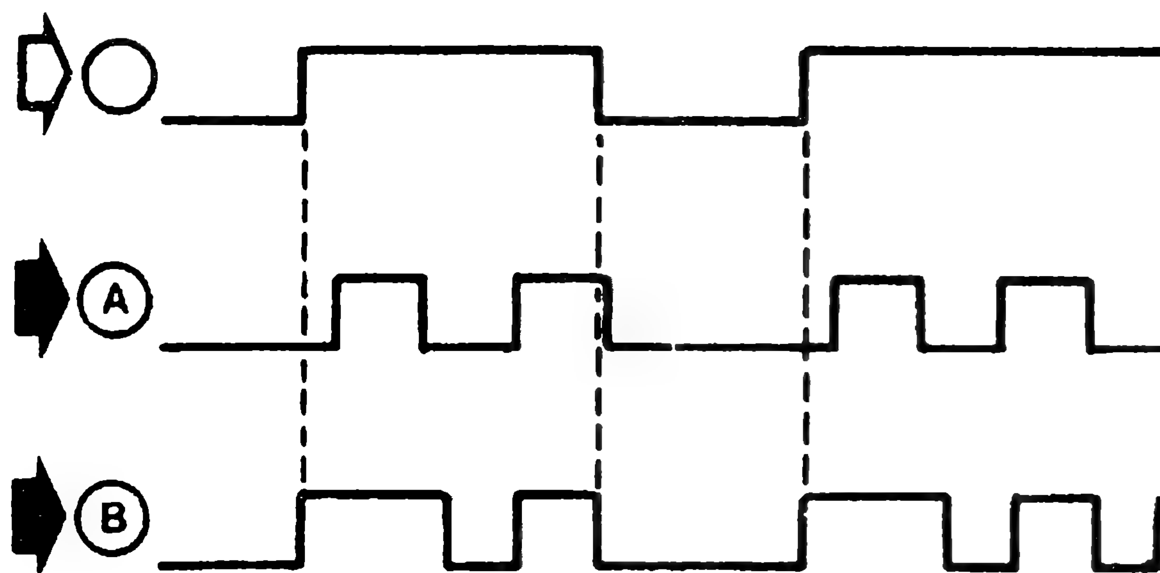
285 *Oscilator start/stop îmbună*

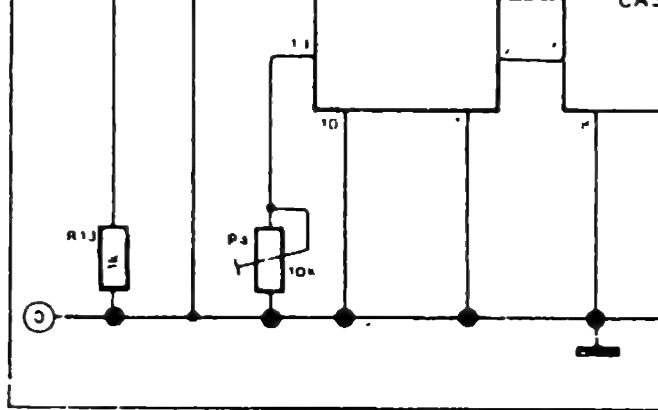
Oscilatoarele start-stop al căror mod de construcție a fost reprezentat în fig. 1 au dezavantajul că, în cazul comenzii stop, un im-

Dacă, în cazul comenzii stop, aportul de tensiune la N1 este întrerupt, atunci la pinul 6 avem un „1" logic. Multivibratorul își modifică starea de moment și, cu aceasta, se modifică și funcționarea oscilatorului abia atunci când la pinul 5 se găsește de asemenea un „1" logic. Acesta este exact cazul când, în momentul comenzii stop, perioada începută este finalizată complet.

D1 are rolul de a face ca prima perioadă să nu fie mai lungă decât următoarele; introducerea oscilațiilor are loc după temporizarea corespunzătoare.

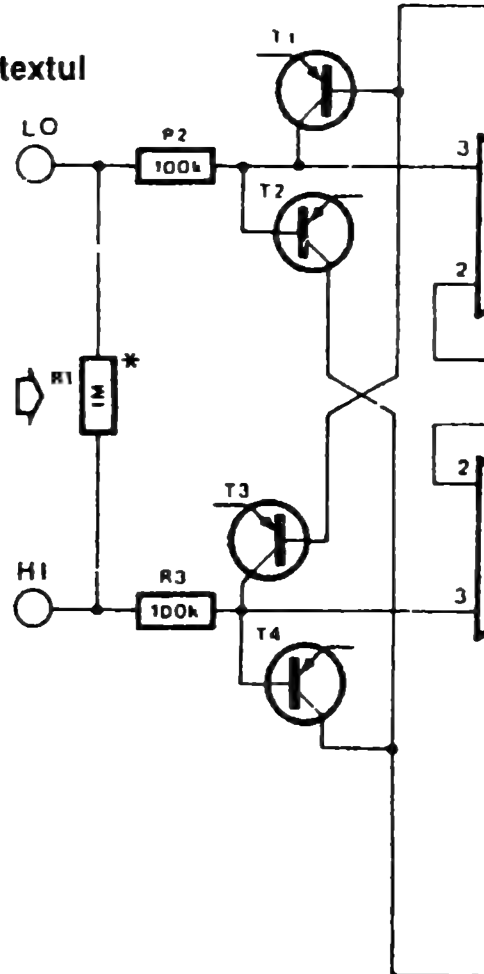
2

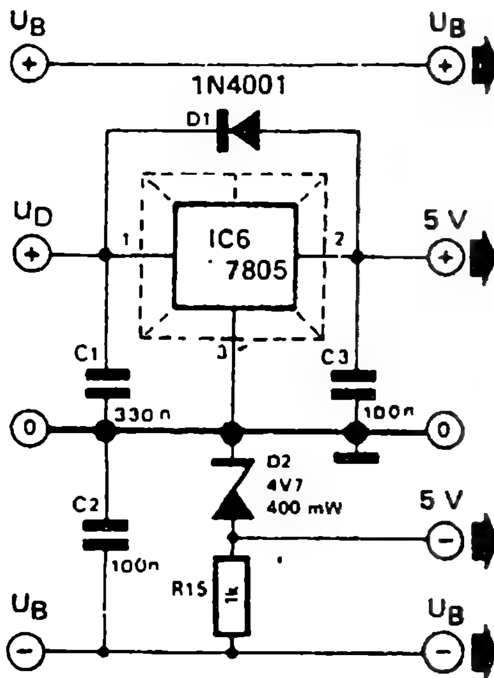




T1 . . . T7 = BC 557

*Vezi textul

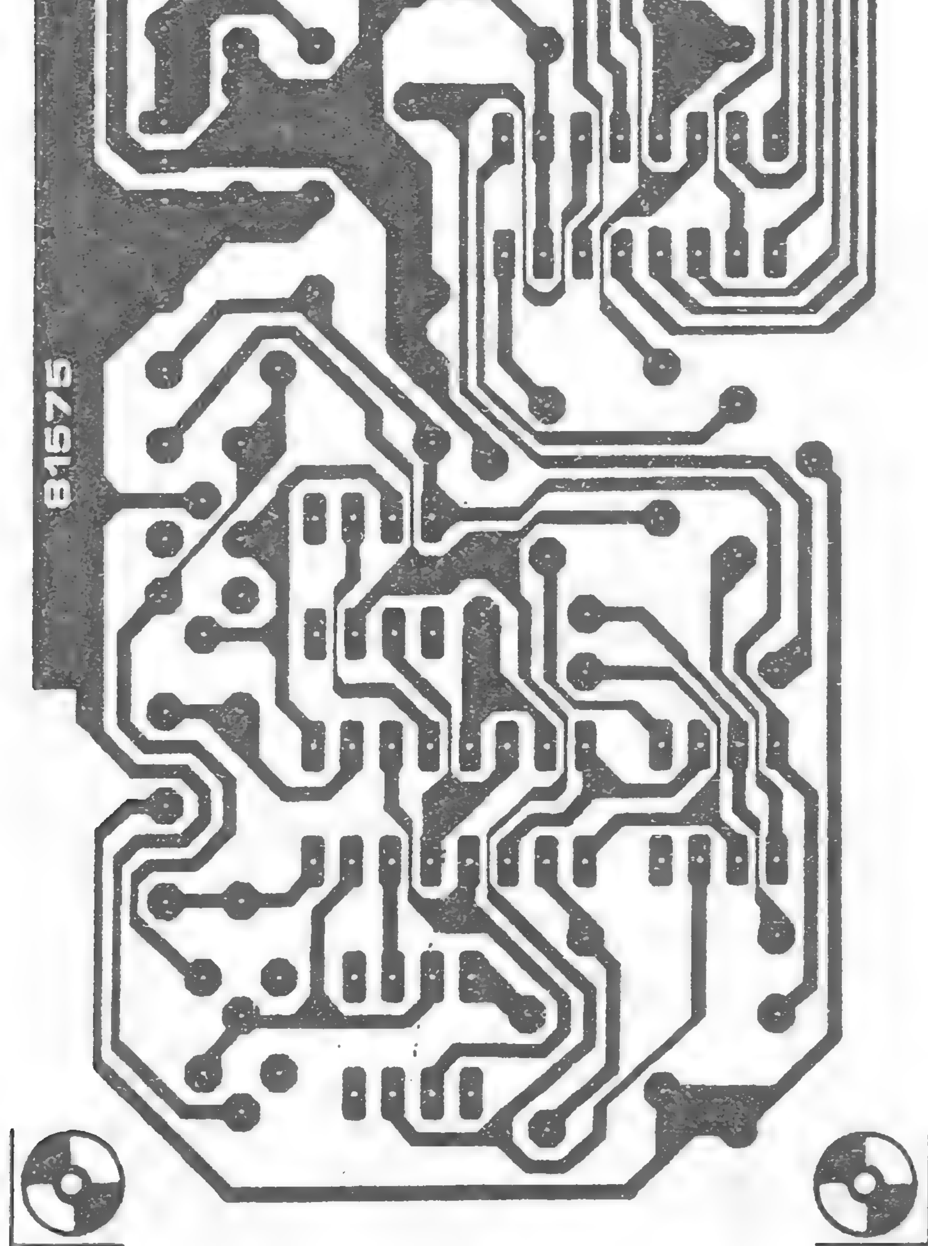




Semiconductoare
D1 = 1N4001
D2 = diodă Zener 4V7 / 0,4 W
LD1 ... LD3 = CQY91A, FND 557 (roșu) sau CQY92A, FND 537 (verde) sau CQY93A, FND 547 (galben) sau TIL 701
IC1 ... IC3 – CA 3162E
IC5 = CA 3161E
IC6 = 7805

80 nA, LF 356 utilizat se mulțumește cu 30 pA. Aceasta înseamnă că necesarul de curent la intrare al aparatului de măsură este determinat în principal de tranzistoarele conectate ca diode de protecție, al căror curent rezidual, așa cum s-a menționat deja, este de 1 nA.

Acum despre montaj. Tensiunea de măsurat ajunge prin R11 la intrarea lui IC4 . Acest circuit integrat are rolul de convertor analogic - digital și furnizează informația digitală pentru comanda celor 3 afișaje cu 7 segmente, prin circuitul de comandă al afișajelor, IC5. Cu ajutorul comutatorului de la pinul 6 al lui IC4 se poate selecta durata unei perioade de măsurare (viteza / rata de conversie): în poziția **a**, durata ciclului măsoară 250 ms, în poziția **c**



tensiune de etalonare cunoscută cât mai precis posibil, de exemplu 800 mV. Partea de alimentare a DVM-ului este atât de simplă, încât aproape că nu are nevoie de explicații.

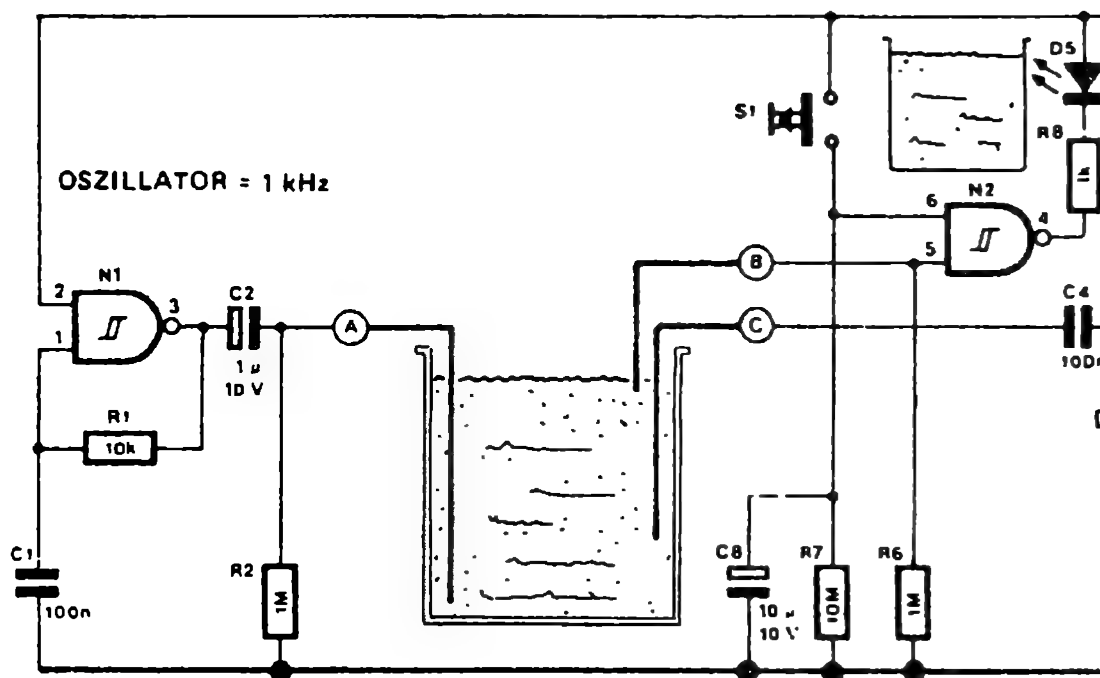
neg
la î
poa

Trebuie totuși să fim atenți: dacă rezervorul de apă se golește, trebuie umplut din nou. În caz contrar, după câtva timp se usucă și cele mai frumoase hidroculturi. Montajul prezentat aici semnalizează la timp că trebuie completată rezerva de apă și împiedică pierderea unor plante frumoase, care pot fi și scumpe.

Cum lucrează montajul? Triggerul Schmitt N1 funcționează ca oscilator și produce o frecvență de circa 1 kHz. Dacă în rezervor este încă suficientă apă, atunci tensiunea alternativă ajunge de la electrodul A la electrodul C. După re-

cu a
buz
Dur
N3
C6

voru
apa
prea
geru
înai
diat



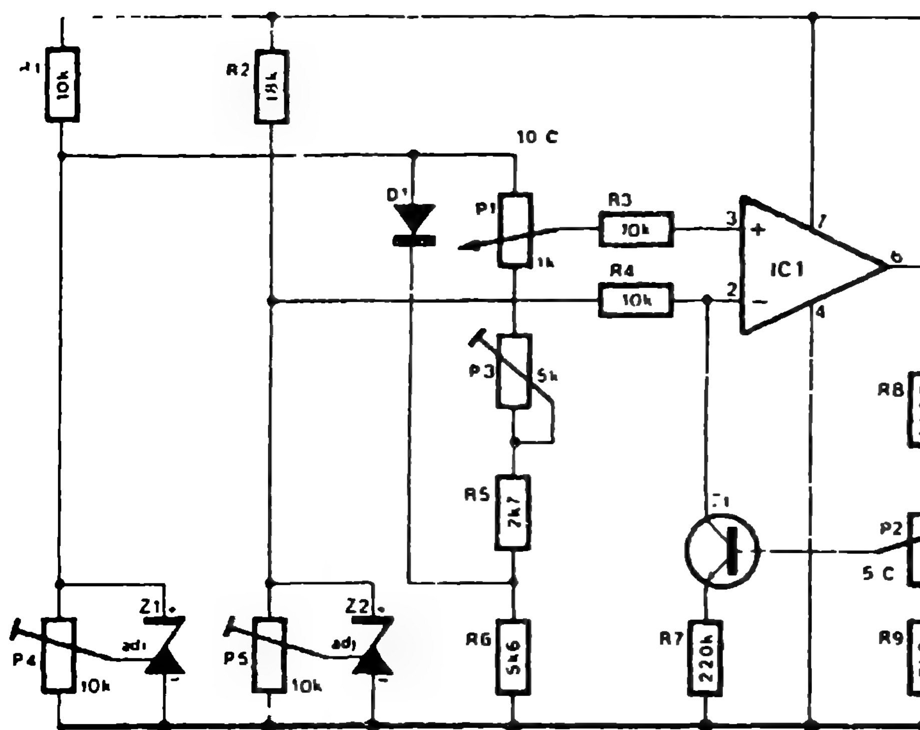
de întoarcere și un altul, cât mai aproape de circuitul de apă caldă, dau informațiile necesare pentru punerea în funcțiune a pompei.

Secretul montajului este că atât diferența de temperatură dorită cât și histerezisul se pot regla complet independent una de altul și nu se influențează reciproc. În afară de aceasta, reglajele sunt aproape liniare, astfel încât potențiometrele pot fi înzestrate ușor cu o scală precisă. Un LED indică anclanșarea releului.

Drept senzori de temperatură servesc două circuite integrate de tipul LM 335. Acest circuit

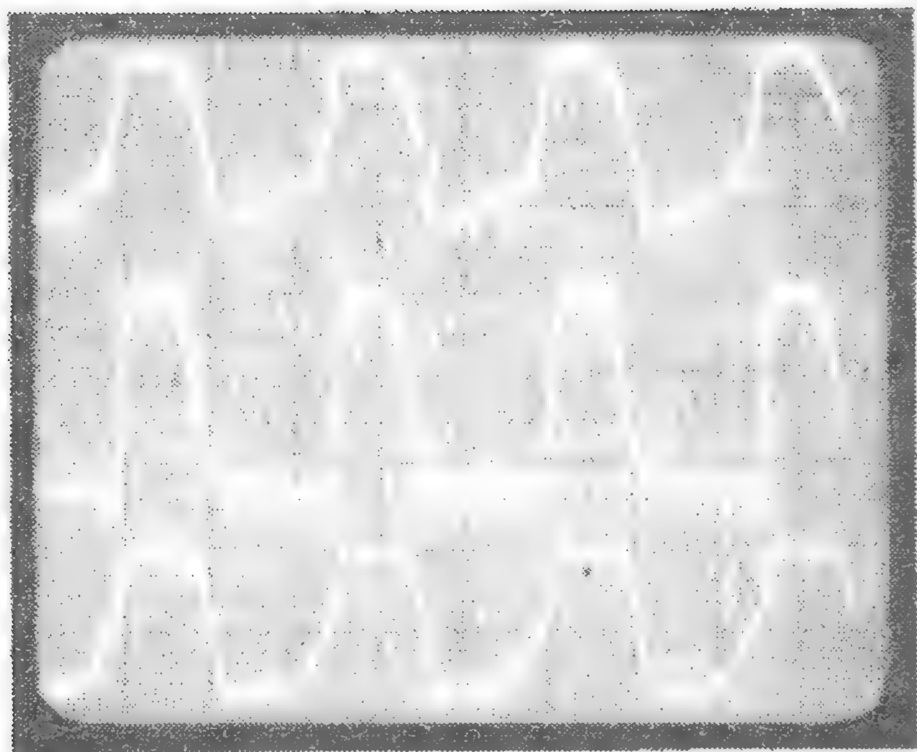
sen
Rez
de (

ele
inte
Dac
dec
rele
la z
tens
mic



diții adeseori exagerate. Extrem de critică este situația când sarcina capacitivă la ieșire este deosebit de mare și se comandă prin ea circuite integrate MOS. Circuitele integrate MOS nu constituie o sarcină capacitivă mare, însă starea „1” la TTL este tocmai la limita inferioară a ceea ce circuitele MOS încă recunosc a fi starea „1”.

Din fotografie se poate observa ușor felul cum o sarcină capacitivă, în acest caz 220 pF, acționează asupra semnalului. Fronturile negative încă sunt acceptabile, deoarece o ieșire TTL permite trecerea unui curent la masă mai

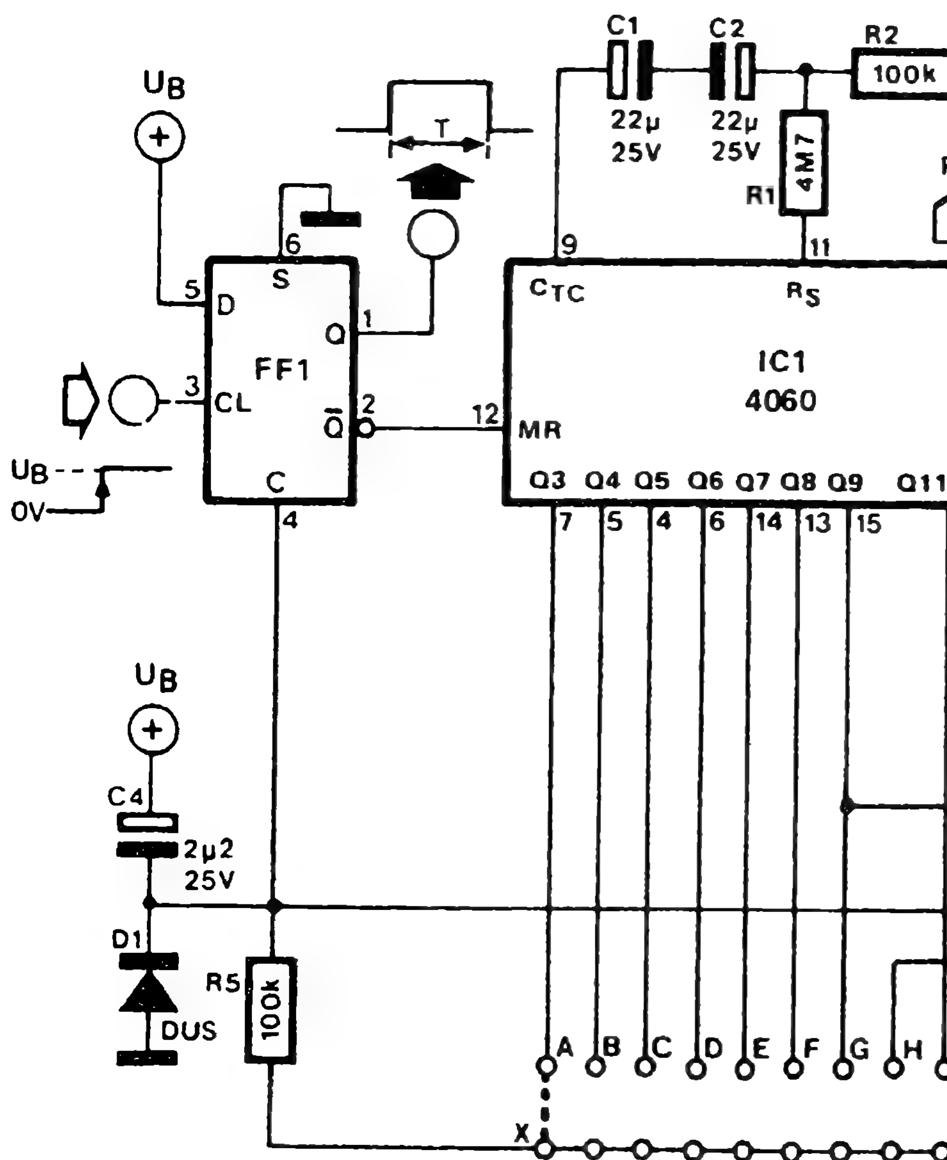


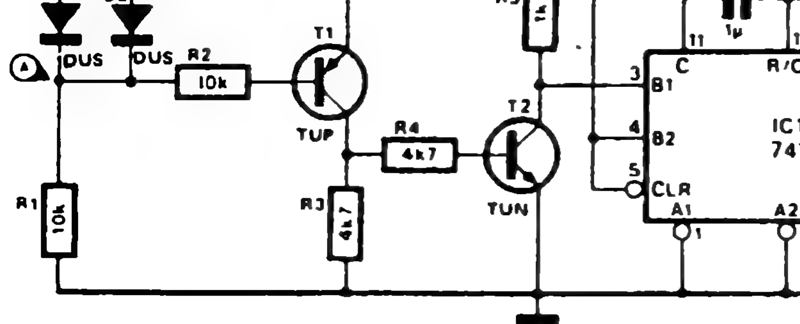
interval de timp (și săptămâni, luni sau chiar ani) printr-o modificare neînsemnată a frecvenței.

Divizorul cu mai multe etaje CD 4060 se pretează, din acest motiv, la construcția unui

Stă
alte
rioa

„cle

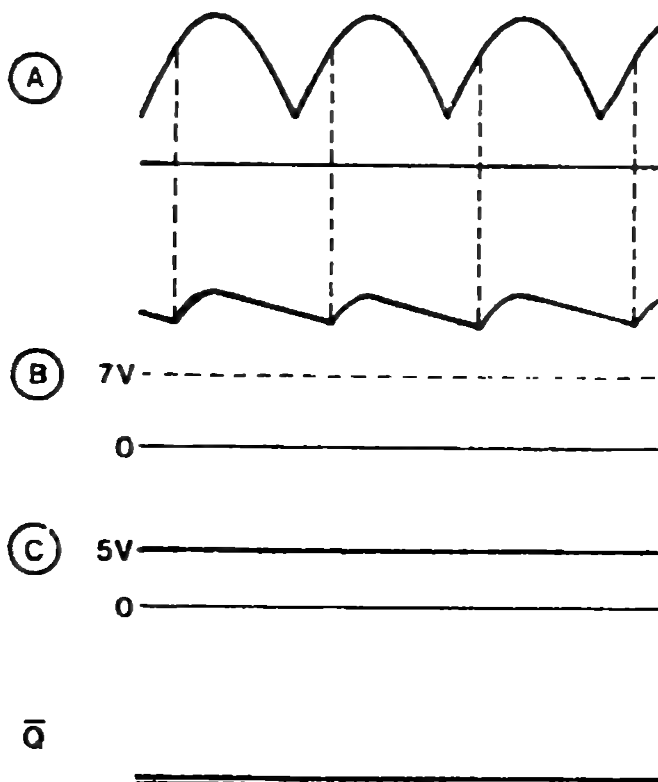


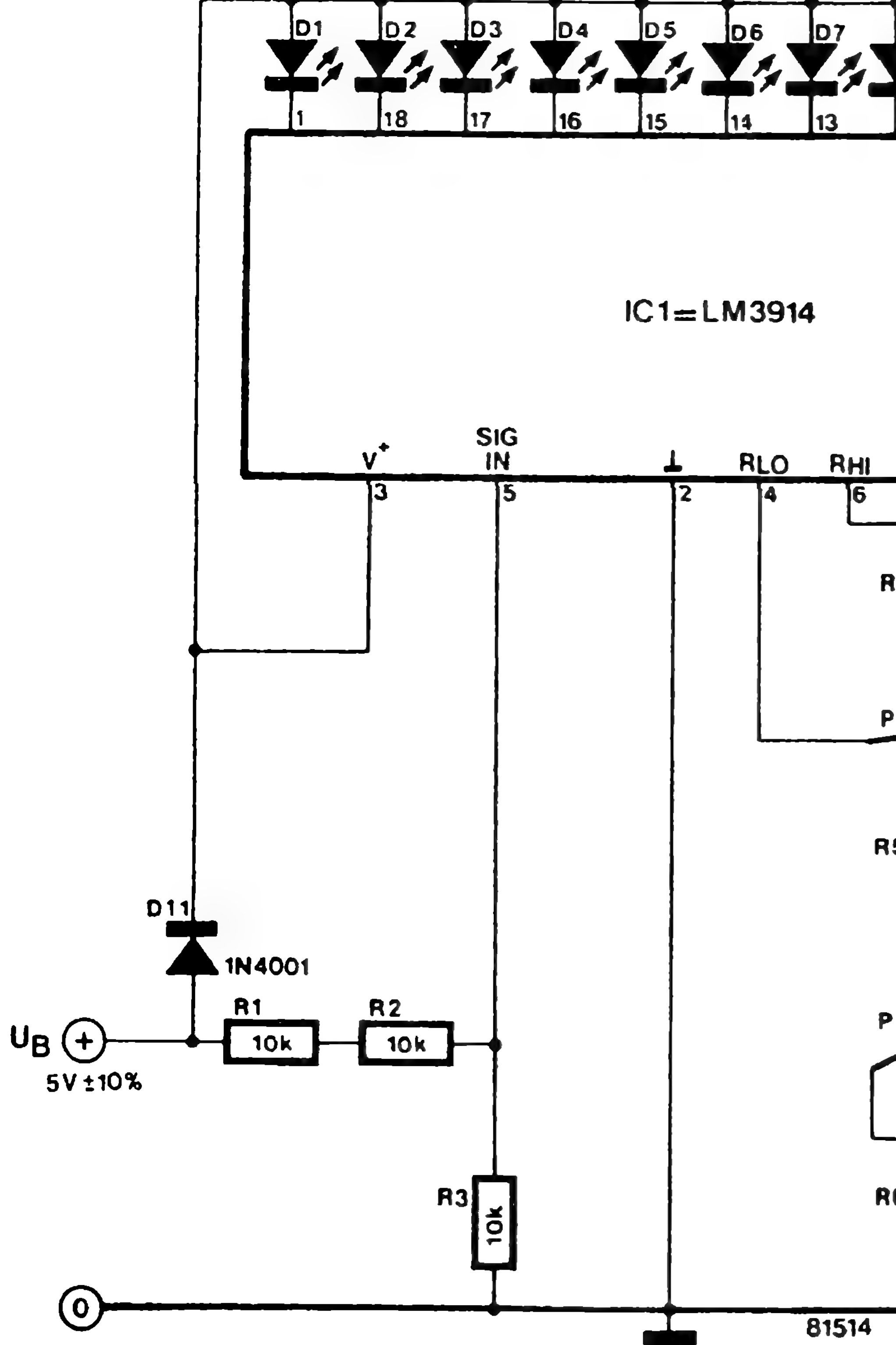


Acest montaj este capabil să avertizeze cu puțin timp înainte de căderea tensiunii de alimentare și poate aduce servicii utile, între altele, în legătură cu sisteme de microcalculatoare.

La
ză
opri
mul

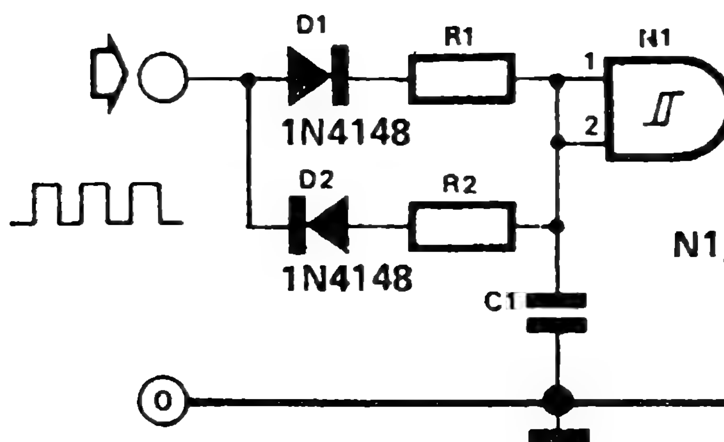
2





D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
1
18
17
16
15
14
13
IC1=LM3914
V+
SIG
IN
RLO
RHI
3
5
2
4
6
D11
1N4001
R1
10k
R2
10k
R3
10k
UB
5V ±10%
0
81514

1a



Decalarea fronturilor pozitiv și negativ ale unui impuls dreptunghiular este posibilă cu numai câteva componente. În fig. 1a este prezentat montajul respectiv. În timpul frontului pozitiv al semnalului de intrare, condensatorul C1 se încarcă prin dioda D1 și rezistența R1. Pragul de comutare al triggerului Schmitt este atins abia după un anumit timp, astfel încât ieșirea trece cu o anumită întârziere de la „1" la „0" logic. Triggerul Schmitt N2 inversează semnalul de la ieșire al lui N1. Atâta timp cât tensiunea de intrare este „1" logic, tensiunea pe C1 crește până când ajunge la o valoare egală cu tensiunea de alimentare, minus tensiunea de prag a lui D1.

Acum semnalul de intrare trece imediat de

1b

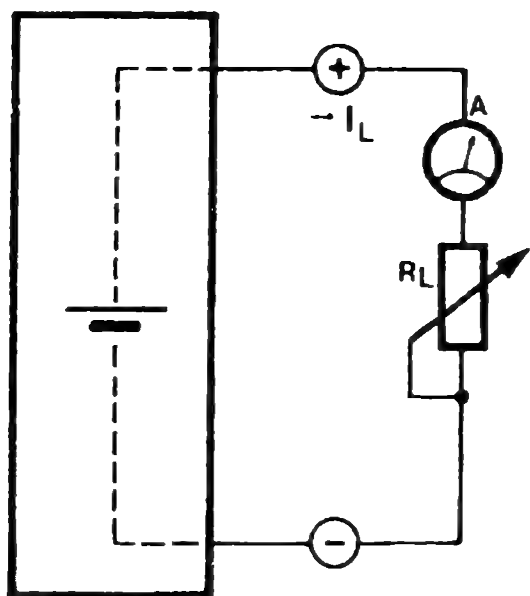
La testarea alimentatoarelor, acumulatoarelor, bateriilor și a altor componente ale alimentării în c.c., apare mereu necesitatea unei rezistențe de sarcină cu o putere suficient de mare și reglabilă după nevoi. Potențiometrele de putere se procură cu greu, iar rezistențele fixe de mai mult de 10 W nu sunt tocmai ieftine și, în plus, variația sarcinii se face foarte grosier în acest ultim caz. În această situație utilizarea unui tranzistor de putere ca rezistență de sarcină este foarte avantajoasă.

Fig. 1 arată cum un tranzistor 2N3055 cu o rezistență de emitor de 1Ω / 5 W poate servi la reducerea reglabilă a curentului. Curentul prin

trar
catā

cu
reg
de
par
ratu
fig.
ție
sar
cup
se p

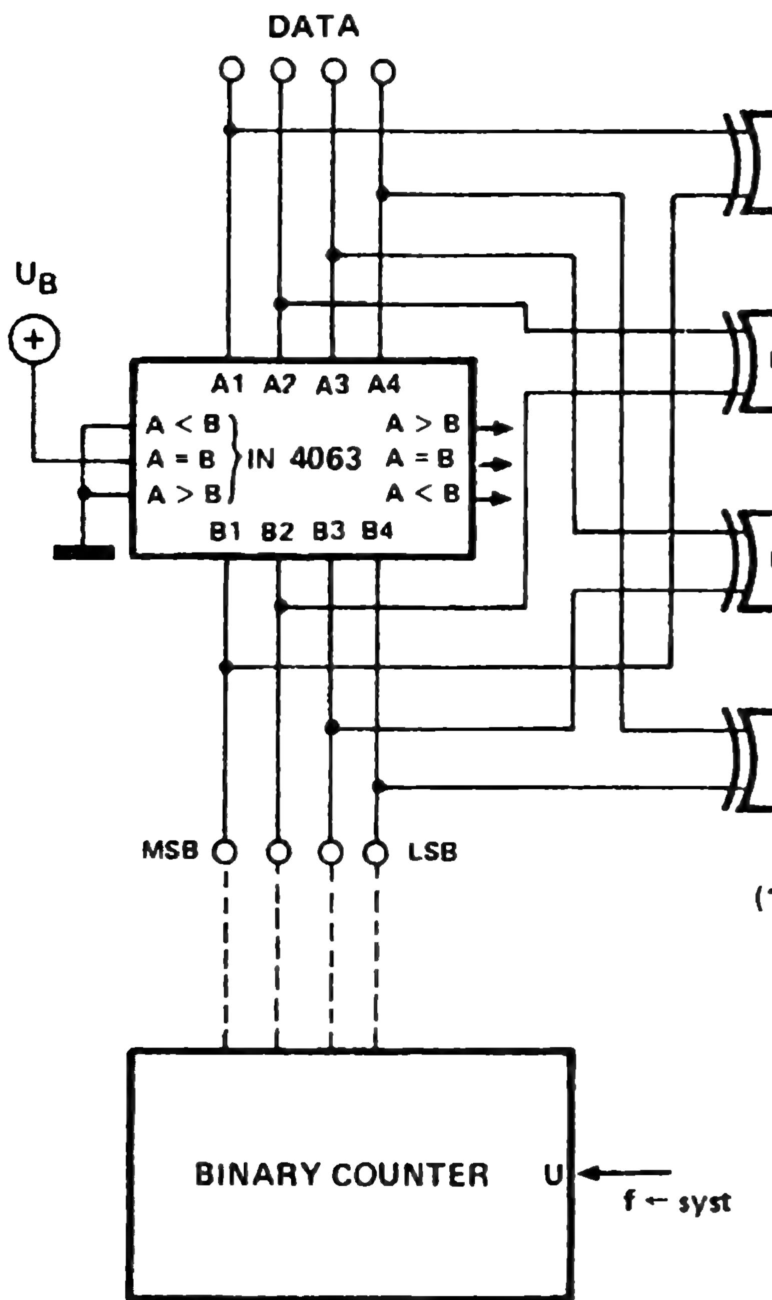
1



situații.

În cazul în care este necesară o caracteristică de reglaj „mai liniară", montajul prezen-

imp
tens
de

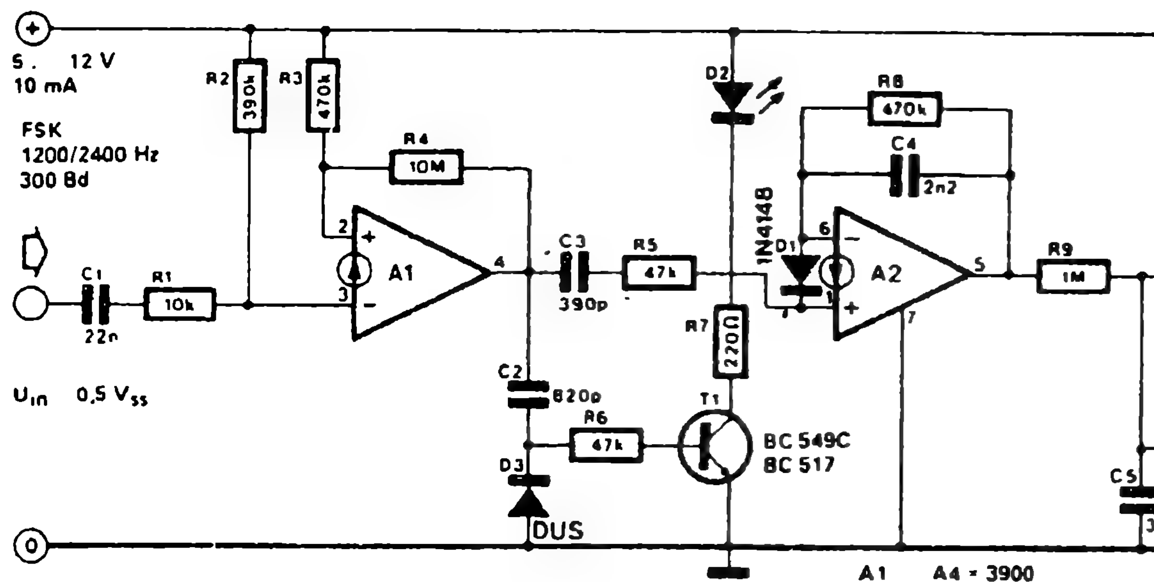


sau 2400 Hz, într-o tensiune mică sau una mare. A3 constituie un filtru trece-jos pentru semnalul decodificat. În sfârșit, cu A4 se construiește un al doilea comparator care furnizează la ieșirea sa o tensiune dreptunghiulară. Etajul constituit din T1 arată dacă semnalul de intrare este suficient de mare.

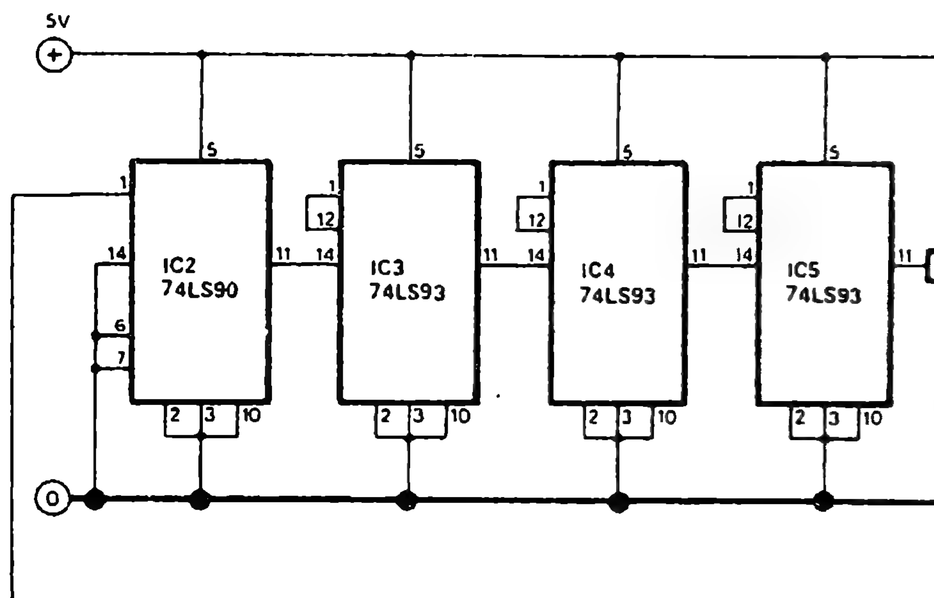
Aceasta a fost descrierea de ansamblu. O descriere detaliată este de asemenea necesară, deoarece amplificatoarele operaționale utilizate aici funcționează oarecum altfel decât de obicei. Circuitul integrat 3900 conține 4 amplificatoare care nu reacționează la tensiunile de intrare, ci la curenții de intrare. Ieșirea primului comparator A1 se găsește, de exemplu, în starea de

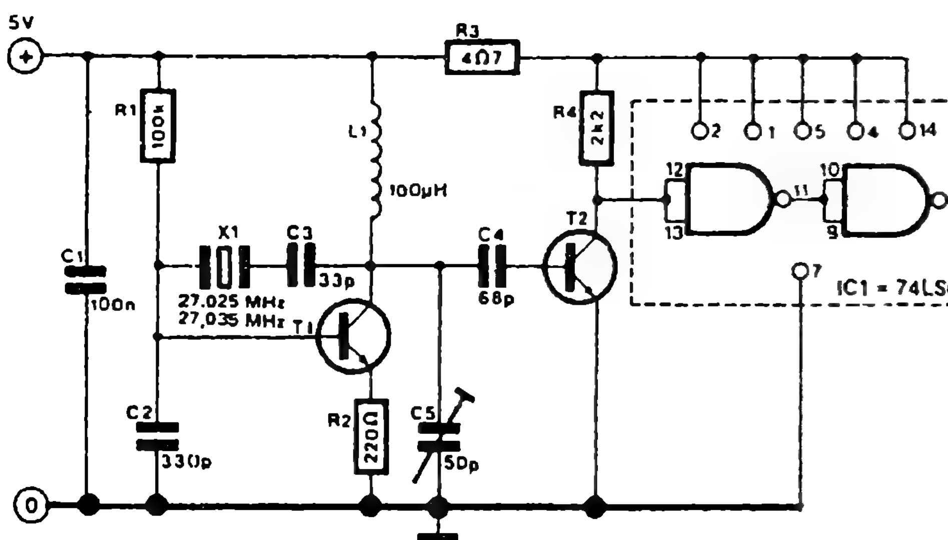
Ace
înca
nou
mu
cre
car
imp
de
neg
toru
C4
a lu

criti
ma



vență; de aceea, un oscilator oferă rezolvarea optimă a problemei. Cristalele CB sunt ieftine și pot fi procurate relativ ușor din comerț. Cuarțul emițător din canalul 7 al benzii CB (27,035 MHz) oscilează cu o frecvență fundamentală de

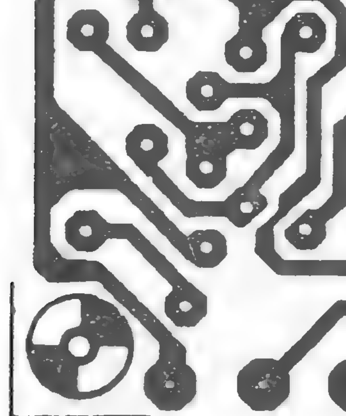




IC6 = 78L05

Diverse

L1 = 100 µH
X = cristal CB 27,035 MHz
(cu soclu)
S1 = comutator unipolar
LS = difuzor 8 Ω / 0,2 W



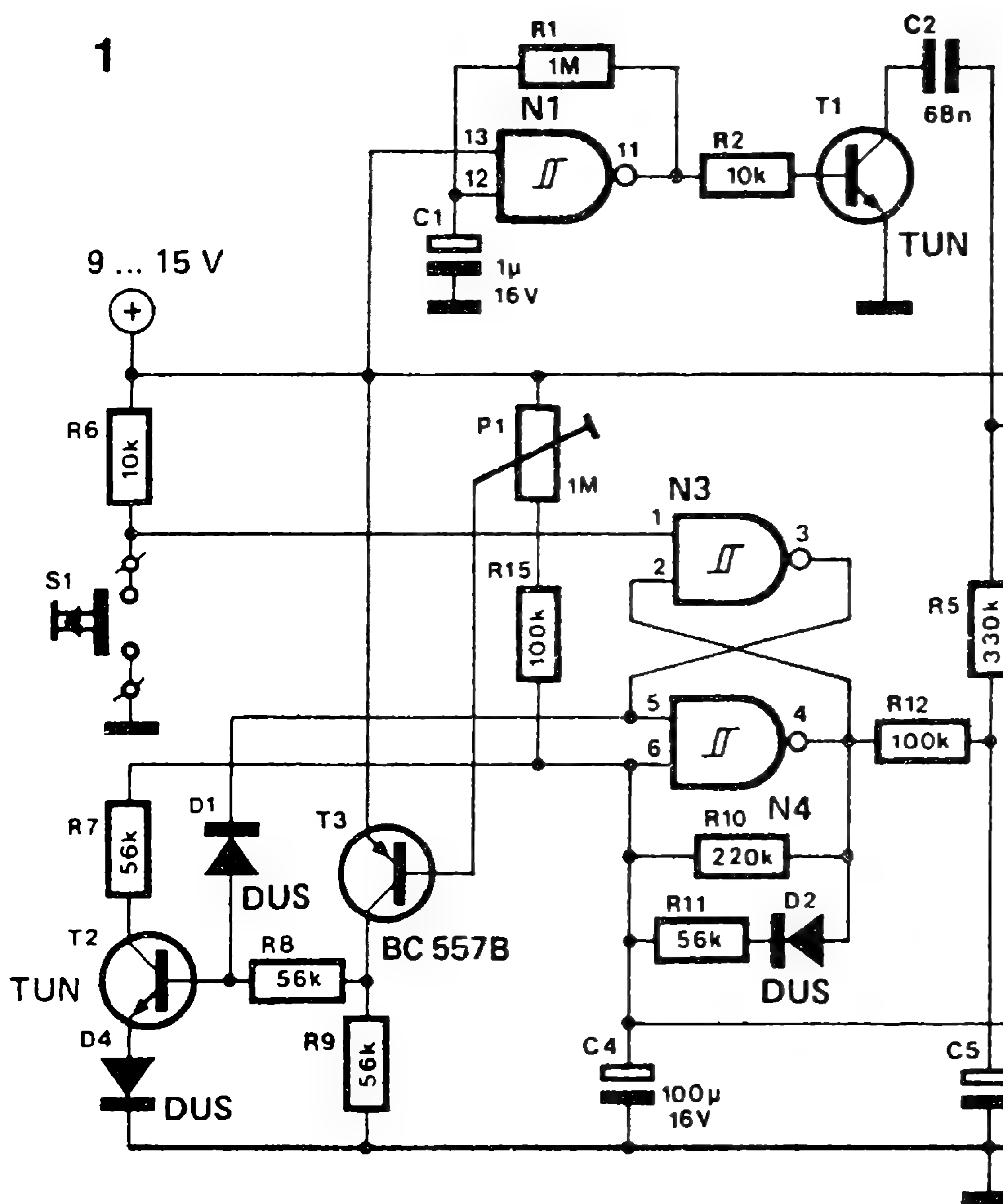
9,012 MHz, frecvență care, prin împărțire la 5 și apoi la 2^{12}, duce la o frecvență de sunet de 440 Hz. O divizare prin 2^{12} (= 4096) poate fi realizată prin conectarea a 12 multivibratoare înseriate (IC3, IC4, IC5). IC2 împarte prin 5 semnalul oscilator. T2 și IC1 servesc la formarea impulsului. Tranzistoarele T3 și T4 permit conectarea directă a unui difuzor de 8 Ω. Rezistența R6, marcată cu o steluță, influențează intensitatea sunetului și poate fi redusă până la 22 Ω. O tensiune mai mare a bateriilor și montarea difuzorului într-o carcasă – măresc de asemenea intensitatea sunetului. La o utilizare ca modul formator, generatorul de 440 Hz poate fi acționat cu ramura pozitivă a tensiunii

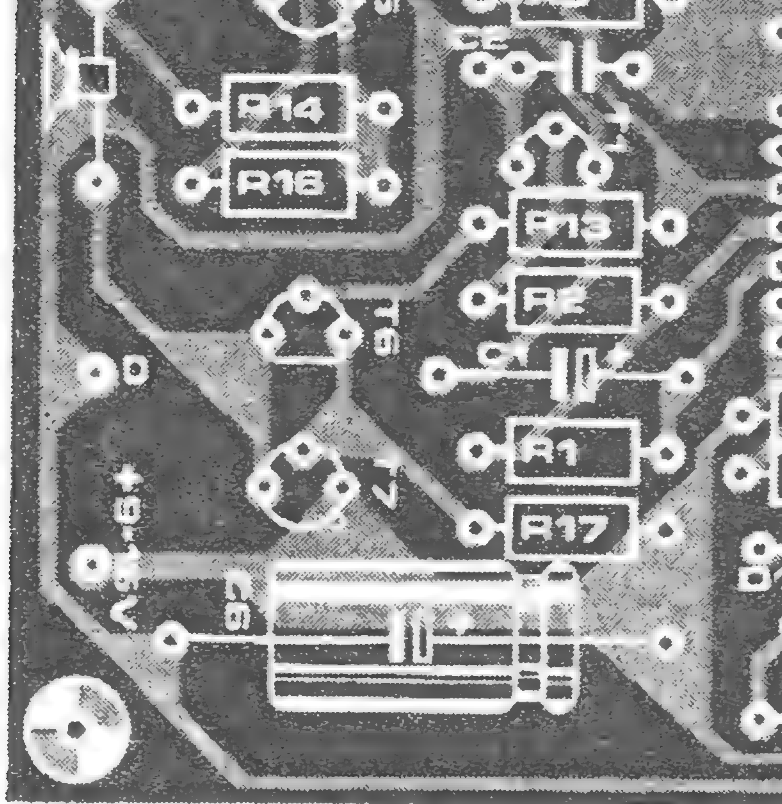
de

50
un

sufi
osc
al l
9,0
mer
mec
der
fără
adic
mec

sității și înălțimii sunetului. zea





efectului Doppler, al oscilatorului N2; în plus, C4 începe să se reîncarce, producând scăderea continuă a intensității sunetului. Dacă tensiunea condensatorului atinge nivelul tensiunii de alimentare, tranzistoarele T4/T5 trec în starea de blocare iar vehiculul poliției s-a pierdut în depărtare. Tranzistoarele T1 și T2 constituie un montaj care „realizează" efectul de distanță; el are rolul de a face ca variația intensității sunetului să nu fie constantă, ci să fie lentă la început, iar apoi tot mai rapidă. Acest efect

spe
fac

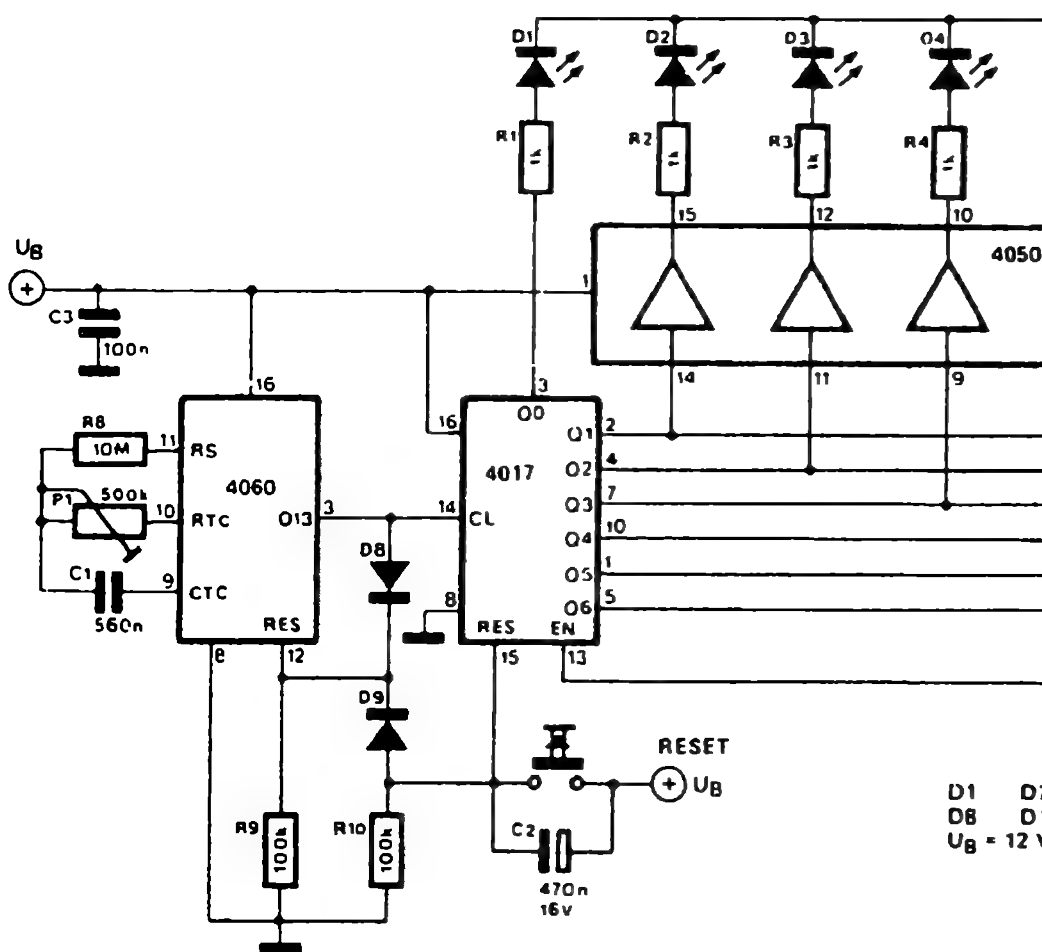
vez
cur
sur
nim
în a
sita
60
abs

radioul. Se întâmplă adesea să adormim fără să fi stins lumina sau să fi închis radioul. Risipă de energie, dar nu numai atât. Mult mai rău este faptul că dormim prost. Releul prezentat aici deconectează aparatul de radio sau veioza după adormire; se pot imagina însă și alte utilizări.

Circuitul IC 4060 este un oscilator cu un divizor în 14 trepte, la a cărui ieșire (pin 3). ne stă la dispoziție un impuls cu perioada de o

lui
C1.
scu
măr
circ

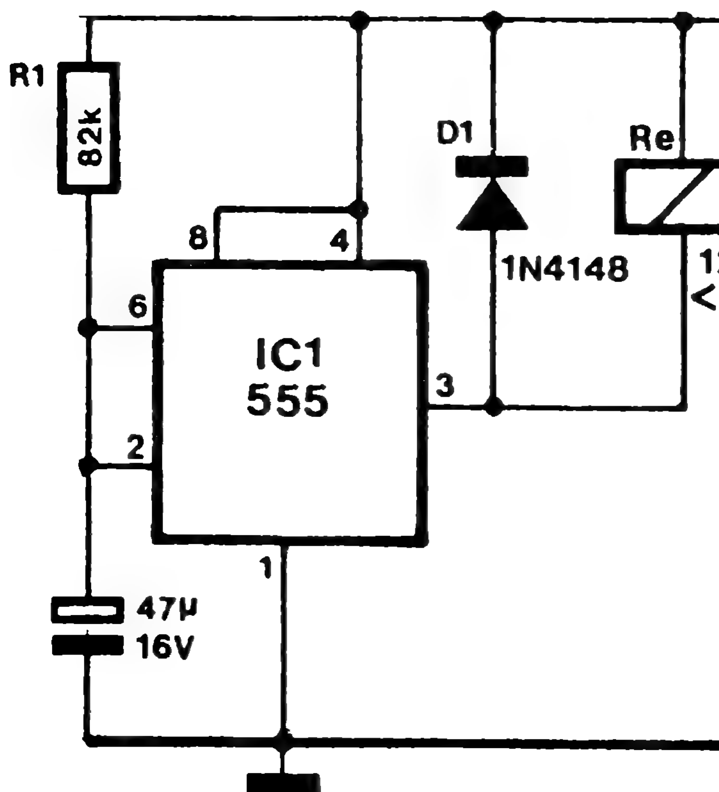
este
este
ieși



oarece montajul nu împiedică spargerea, ci face imposibilă pornirea.

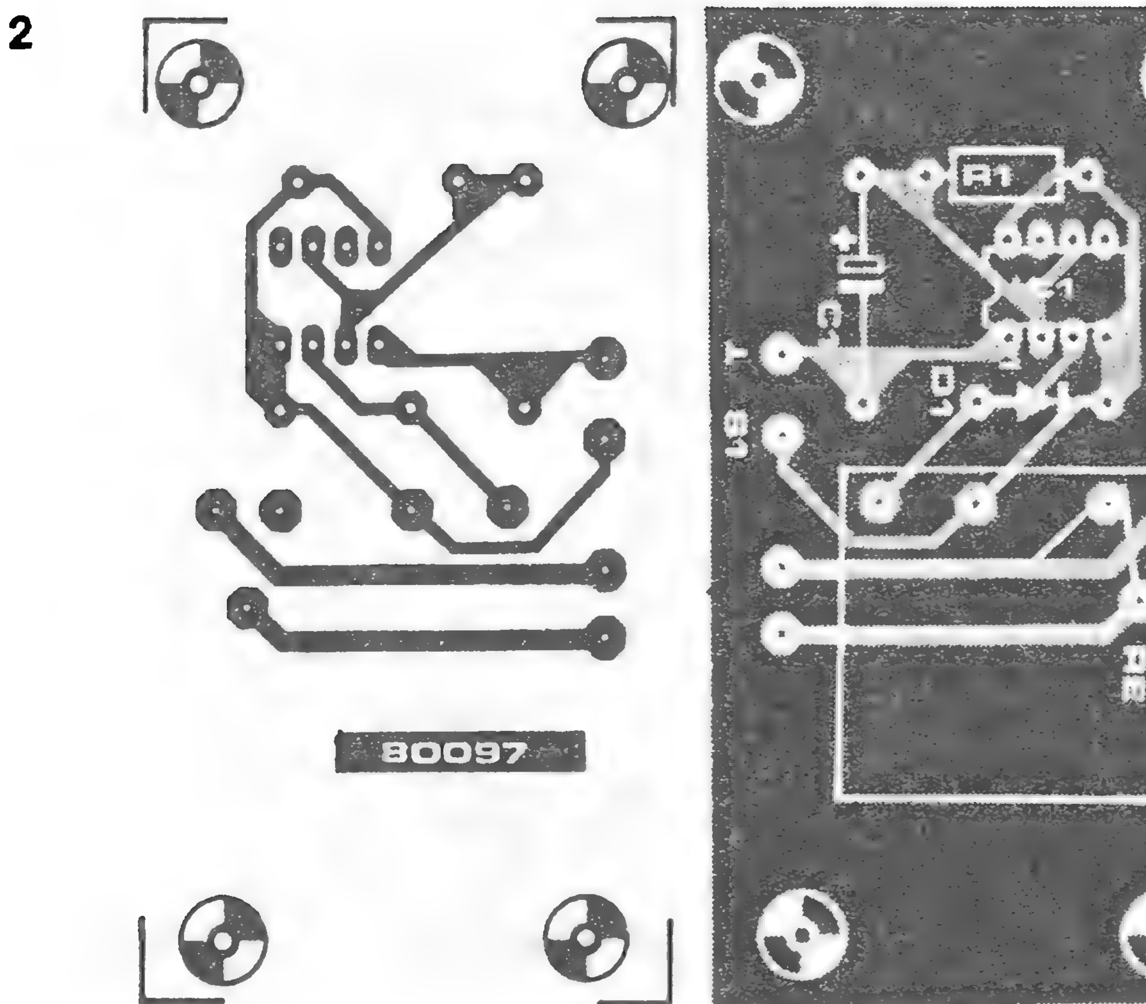
Cele mai multe dispozitive antifurt existente în comerț au dezavantajul important că hoțul observă imediat despre ce este vorba. Un asemenea „mână lungă” îndemânatic are încă suficient timp pentru a neutraliza dispozitivul, deoarece aceste montaje sunt cunoscute în special în cercurile interesate.

Hoții, care utilizează captura pentru o plimbare, o abandonează de cele mai multe ori



După 5 secunde releul anclanșează, astfel încât deconectează bobina de aprindere: motorul „moare"! Alte încercări de pornire sunt inutile. Dacă dorim să-l șicanăm și mai mult pe potențialul hoț, atunci putem face o modificare

Fig. 2. Cablajul și modul de amplasare a componentelor din fig.1a.



tură
pinu
data
deo
toru

valo
de

integrate sau discrete pot să dea greș odată și odată. Pagubele în alimentator, în această situație, de cele mai multe ori nu sunt foarte mari, în schimb, în montajul alimentat, ele pot fi considerabile. În afară de căderea totală a stabilizatorului, vârfurile de tensiune de scurtă durată de la rețea sau de la deconectarea alimentatorului pot da lovitura de grație unui montaj. După principiul „a prevedea este mai ușor decât a repara", se poate realiza un dispozitiv suplimentar de siguranță cu o siguranță rapidă și o diodă Zener conectate la ieșirea alimentatorului, ca în fig. 1.

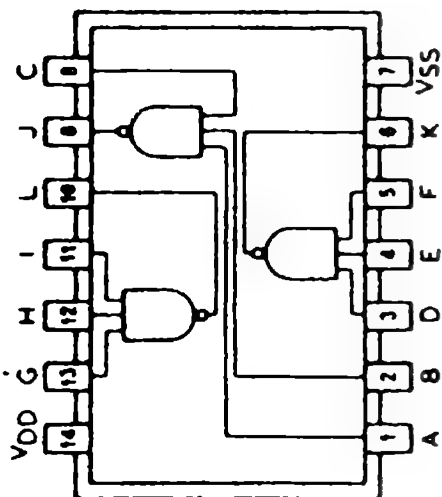
Funcționarea acestui dispozitiv este pe cât de simplă, pe atât de eficientă. Tensiunea Zener a diodei se alege cu circa 2 V mai mare decât tensiunea de ieșire a alimentatorului, dar trebuie să fie mai mică decât tensiunea de alimentare maximă admisibilă (valoare limită absolută) a componentelor montajului. Un exemplu: un montaj este alimentat cu +15 V. Valoarea limită absolută a tensiunii de alimentare pentru circuitele integrate din montaj este de +18 V. Se utilizează o diodă Zener a cărei tensiune de străpungere poate fi cuprinsă în domeniul 15,3 ÷ 17,1 V.

Ime
mer
Zer
o c
caz
car
tens
rea
gur
taj
port
Ace
de
treb
pier
dei

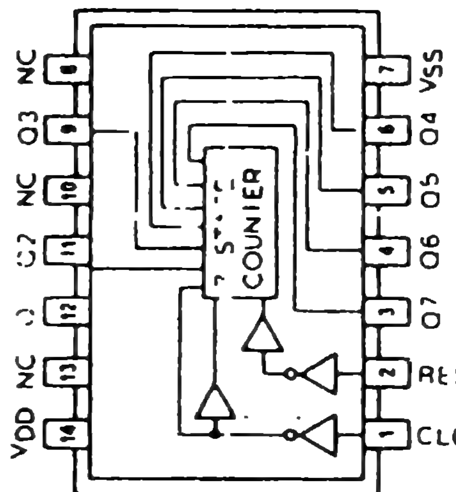
tru
ran
tele

4046

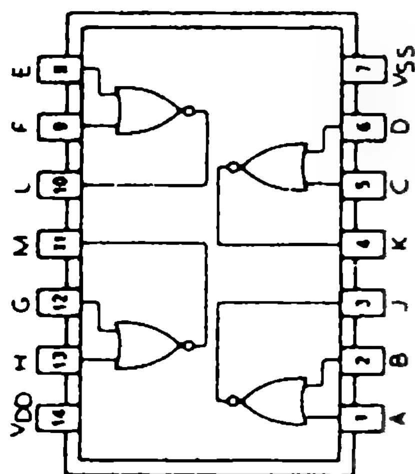
4049



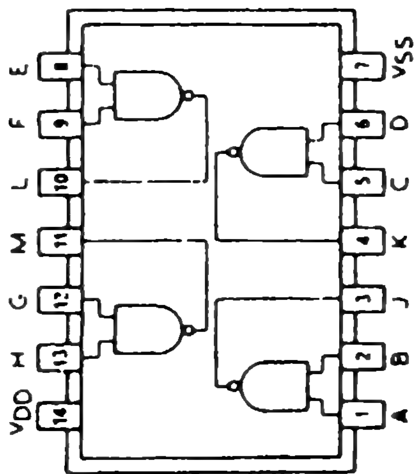
4023



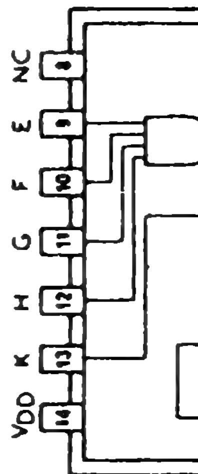
4024



4001



4011



4012